una simpatica amica nella borsetta

un cordiale amico per la spiaggia

in auto...
in casa...
in gita...

ZEPHYR 3°

l'unica radio tascabile a transistors che si trasforma in autoradio senza antenna esterna

In casa funziona con la normale corrente elettrica. All'aperto vi offre la grande autonomia delle sue pile. In automobile s'innesta, con un semplice gesto, sull'apposito supporto, ricavando la sua alimentazione dall'impianto elettrico della vettura.

ZEPHYR 3°
triplicherà l'eccezionale successo in tutto il mondo della serie degli apparecchi
VOXSON ZEPHYR

MAGIC

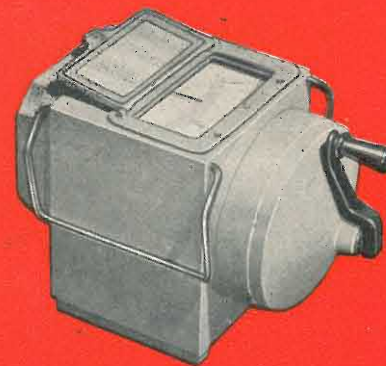
Vi dirà tutto, pronta e fedele, sempre e dovunque.

È la potente radio in miniatura con i nuovi drift transistors, che garantiscono una sensibilità ed una musicalità finora sconosciute.

È la radio portatile di gran classe.

Nella lussuosa custodia in pelle naturale con eleganti finiture, è racchiuso il più potente ed efficiente circuito transistor, che assicura una eccezionale sensibilità ed una voce armoniosa

VOXSON SPORTSMAN
ha un'incredibile autonomia: 500 ore di ascolto con una sola pila da 700 lire.

VOXSON *vi costringe al meglio!*

Misuratore di isolamento Serie 2 — Misuratore combinato di isolamento e resistenze — Misuratore di resistenza di terra Serie 2

MEGGER

Ohmmetro tascabile Serie 3 — Misuratore di isolamento Serie — Misuratore di resistenze di terra Serie 4

MISURATORI DI ISOLAMENTO E DI TERRA
STRUMENTI DI MISURA

Misuratore di isolamento Serie 1 — Polarografo registratore — Pirometro tecnico

Ing. S. & Dr. GUIDO BELOTTI

Telegr.: Ingbelotti Milano

MILANO
PIAZZA TRENTO, 8

Telefoni 54.20.51 54.20.52 54.20.53 54.20.20

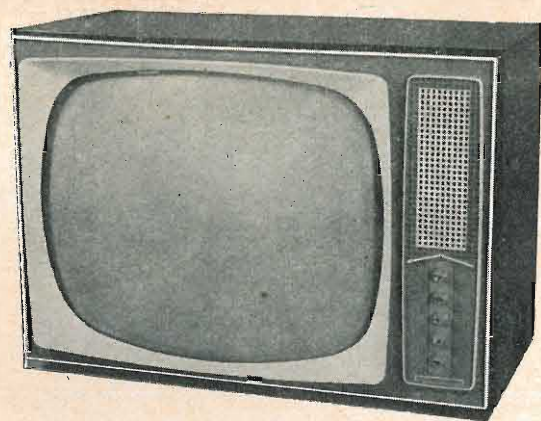
GENOVA
Via G. D'Annunzio, 1-7
Telef. 52.309

ROMA
Via Lazio 6 (Ang. Via Veneto)
Telefoni: 46.00.53 - 46.00.54

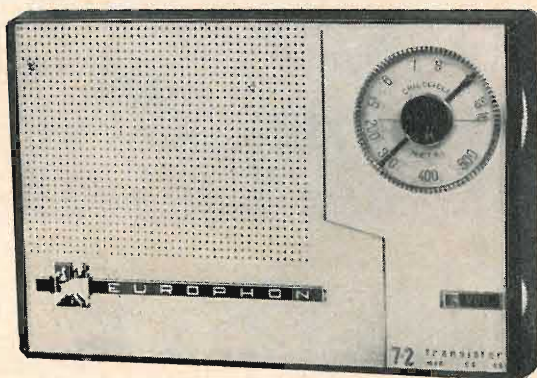
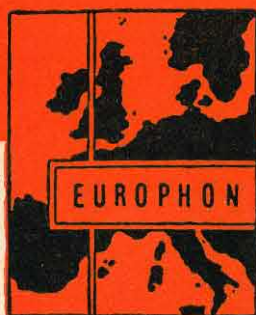
NAPOLI
Via Medina, 61
Telef. 323.279

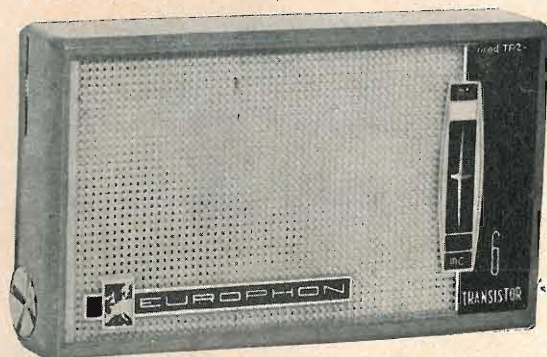
Transistor SB 60: portatile - 7 transistor + 2 diodi - Circuiti stampati - Altoparlante mm. 100 - Potenza di uscita 350 mW. - Alimentazione a 9 Volts con 2 pile da 4,5 V. cadauna - Autonomia 500 h. - Mobile in « polistirolo » - Elegante custodia - Dimensioni: 22 x 6,5 x 15 - Peso: Kg. 1,250.

Gamma d'onda in OM **Lit. 18.000**

Gamma d'onda, con commutazione a tasto, in OM-OC oppure OM-OL **Lit. 22.000**

Televisione 23" - Mod. « Grand Gala »: Cinescopio alluminato 110° - Grande sensibilità anche in zone marginali - Antenna interna - Suono in HI-FI - Predisposto per il programma in UHF - Comandi frontali - Mobile in legno pregiato trattato con « poliestere » - Dimensioni: 66,5 x 29 x 47 Peso: Kg. 33 - Completo di stabilizzatore. **Lit. 132.000**

Con sintonizzatore a 2 valvole per la ricezione del programma in UHF Supplemento al listino **Lit. 15.000**

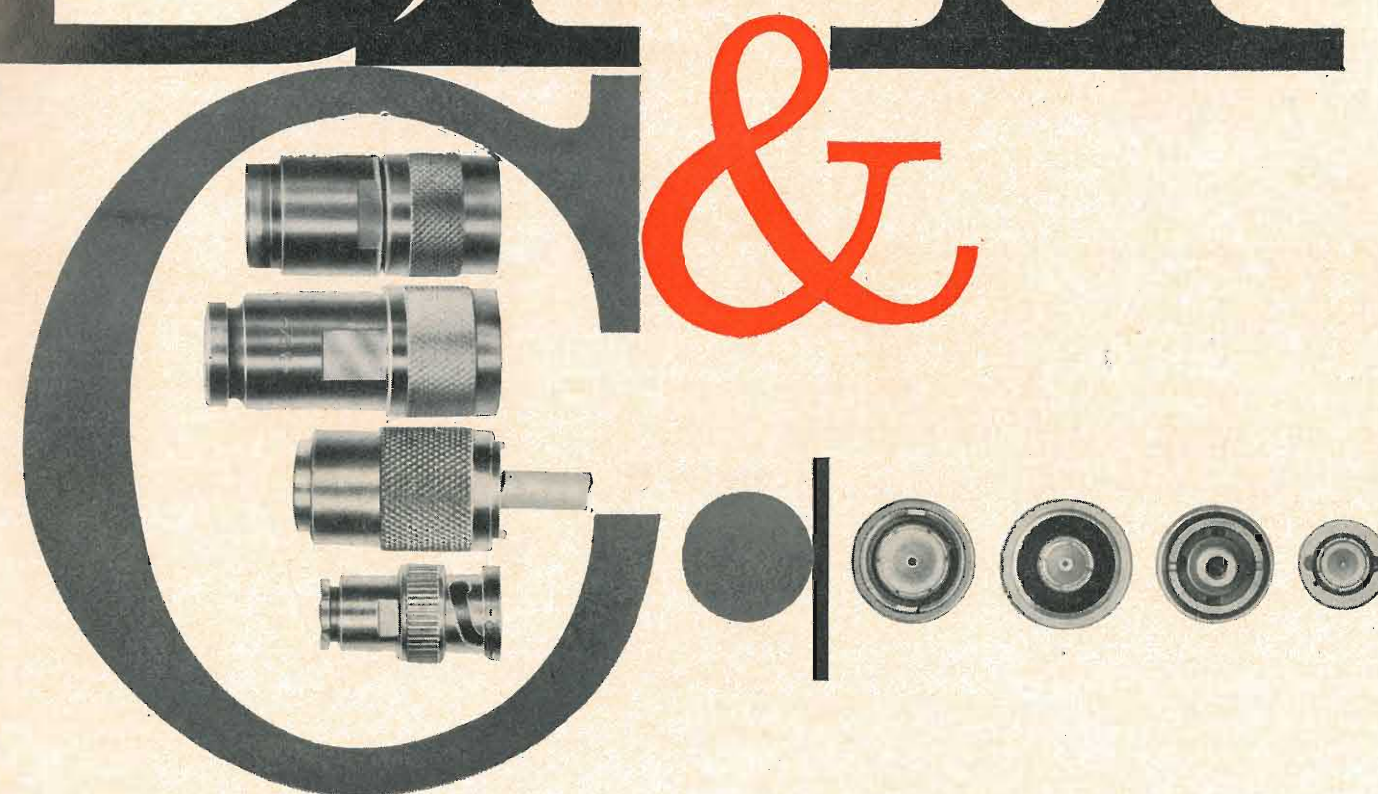
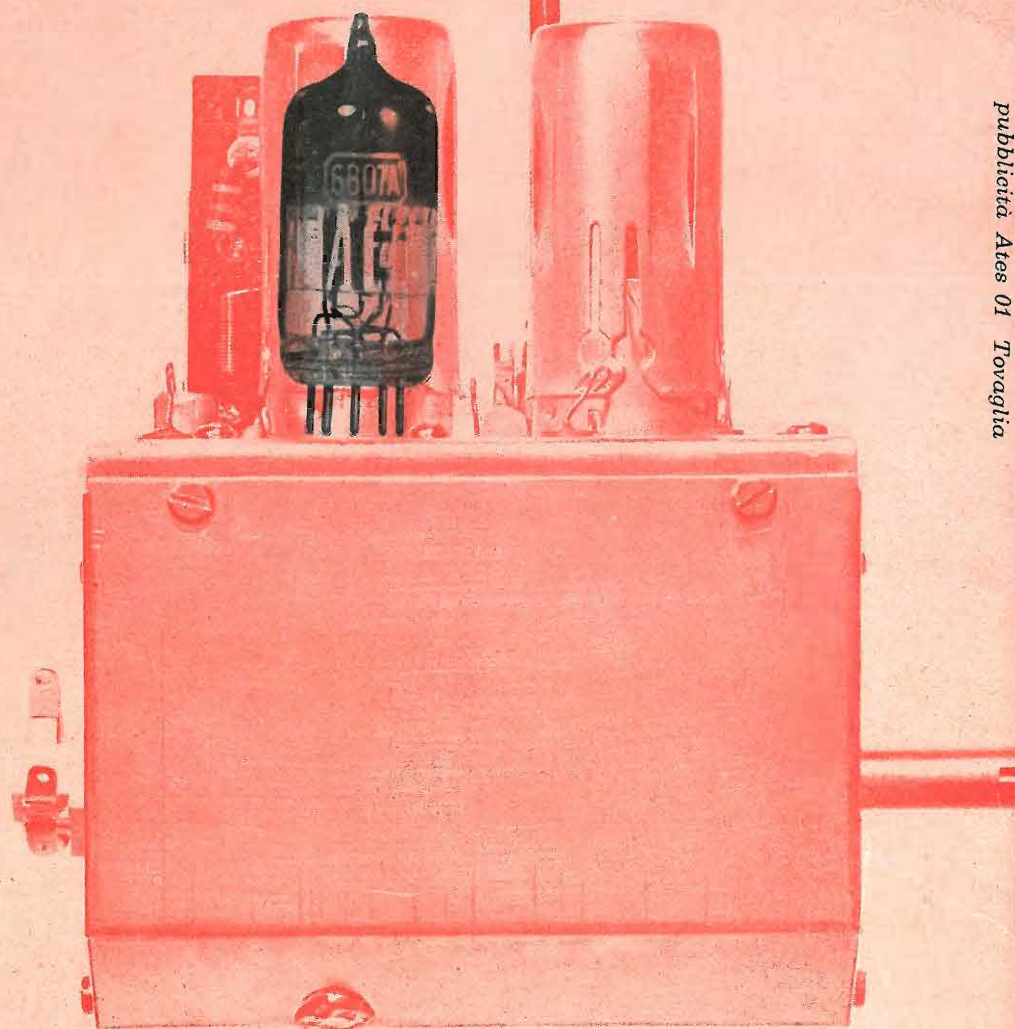
EUROPHON

Transistor SB 62: tascabile - 7 transistor + 2 diodi - OM Circuiti stampati - Altoparlante mm. 70 - Potenza di uscita 200 mW - Batteria di alimentazione a 6 volts. - Autonomia 120 h. - Mobile in « polistirolo » bicolore - Elegante custodia - Dimensioni: 15x3x11,5 - Peso: Kg. 0,535. **Lit. 16.000**

una sicura scelta in una produzione di qualità estetica prezzo

Transistor TR 61: « personal » - 6 transistor + 1 diodo - OM - Circuiti stampati - Altoparlante mm. 50 - Potenza di uscita 100 mW. - Alimentazione a 6 Volts con 4 pile da 1,5 V. cadauna - Autonomia 100 h. - Mobile in « polistirolo » con indovinate combinazioni di colori - Custodia in pelle - Dimensioni: 11,7 x 7 x 2,6 - Peso: Kg. 0,240. **Lit. 13.000**

connettori coassiali
per alta frequenza
con isolamento in teflon.

tutti i tipi di connettori coassiali
a norme "mil".

prese e spine blindate
per raccordo di cavi per antenne.

tutto il materiale é normalmente disponibile
presso i magazzini della

Tubi per il vostro sintonizzatore TV?

pubblicità Ates 01 Tovaglia

RCA Vi offre la combinazione più conveniente:

6AF4A *Triodo miniatura a 7 piedini per l'impiego come oscillatore nei sintonizzatori UHF*

6FH5 *Tetrodo miniatura a 7 piedini a transconduttanza semivariabile, per l'impiego come amplificatore RF con catodo a massa, neutralizzato.*

6BQ7A *Doppio triodo miniatura a 7 piedini, per l'impiego come amplificatore RF in circuiti "cascode".*

6CG8A *Triodo-pentodo miniatura a 9 piedini, per l'impiego come oscillatore-convertitore con frequenze intermedie di 40 MHz.*

6EA8 *Triodo-pentodo miniatura a 9 piedini, per l'impiego come oscillatore-convertitore con frequenze intermedie di 40 MHz.*

Sono tutti tubi RCA *prodotti dalla ATES e progettati per la massima efficienza dei circuiti, per la versatilità d'impiego, per i minimi costi di produzione degli apparati. Sono tutti tubi costruiti e collaudati con le tecniche* RCA. *Sono tutti tubi di alta qualità: la qualità* RCA.

AZIENDE TECNICHE ELETTRONICHE DEL SUD S.P.A.
Direzione Commerciale: Milano, via F. Restelli 5 - telefono 688.1041 (4 linee con ricerca automatica)

ORGANIZZAZIONE dipco

SERVIZI E CENTRI D'ASSISTENZA IN TUTTA ITALIA

fiduciaria delle più grandi case americane

TELEVISORI
FRIGORIFERI
CONDIZIONATORI
LAVATRICI
CUCINE

Sede: MILANO - Via Davanzati 15
TELEF. 376.04.61 (8 linee con ricerca automatica)

Roma	Via Ignazio Giorgi, 39	Tel. 846.795
Firenze	Viale Redi, 67	» 489.097
Napoli	Via T. Campanella,5	» 387.507
Bari	Via Principe Amedeo, 132	
Palermo	Piazza Verdi, 29	» 216.607
Padova	Via R. Sanzio, 1	» 44.858
Pescara	Via Milano (P. Jannamorelli)	» 23.592
Genova	Via Groppallo, 10/1	» 870.445
Bologna	Via Del Pratello, 98	» 260.821
Novara	Vicolo Pasquirolo, 2	» 26.726
Cagliari	Via Merello, 27	» 62.677
Torino	Ass. Tec. DuMont e Norge - Corso Raffaello, 8	» 687.708
	Ass. Tec. Philco e Bendix - Via Alfieri, 17	» 520.150
Borghetto S. Spirito (SA)	Via Lungomare Matteotti, 3	» 70.093
Cosenza	Piazza S. Teresa, 10	
Civitanova Marche (Macerata)	Via C. Colombo, 502	» 72.873
Cesena	Via Martiri d'Ungheria	
Sondrio	Via Piazzi, 32	» 25.53
Campobasso	Via Cardarelli, 4/B	» 28.118
Livorno	Via S. Stefano, 16	» 33.213
Cittanova	(R. Cal.) - Via C. Colombo, 8	
Catania	Via S. Pietro, 11 B	

STAZIONE DI SERVIZIO IN TUTTI I CENTRI SECONDARI

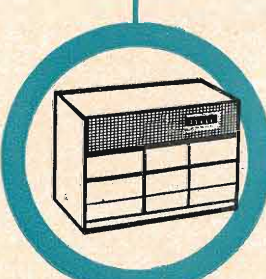
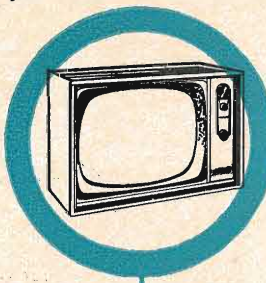
la più forte organizzazione di assistenza in tutta Italia per le grandi marche

PHILCO
DUMONT
NORGE
BENDIX
CROSLEY

SERVIZIO ASSISTENZA

la più grande distributrice di ricambi per tutte le più importanti case USA

TUBI A RAGGI CATODICI
STABILIZZATORI
NASTRI MAGNETICI
TRASFORMATORI AT
VALVOLE TERMOIONICHE

ASSORTIMENTO RICAMBI

AUTOVOX

PER LA PRIMA VOLTA NELLA STORIA DEL COMMERCIO DEI TELEVISORI UN AVVENIMENTO RIVOLUZIONARIO

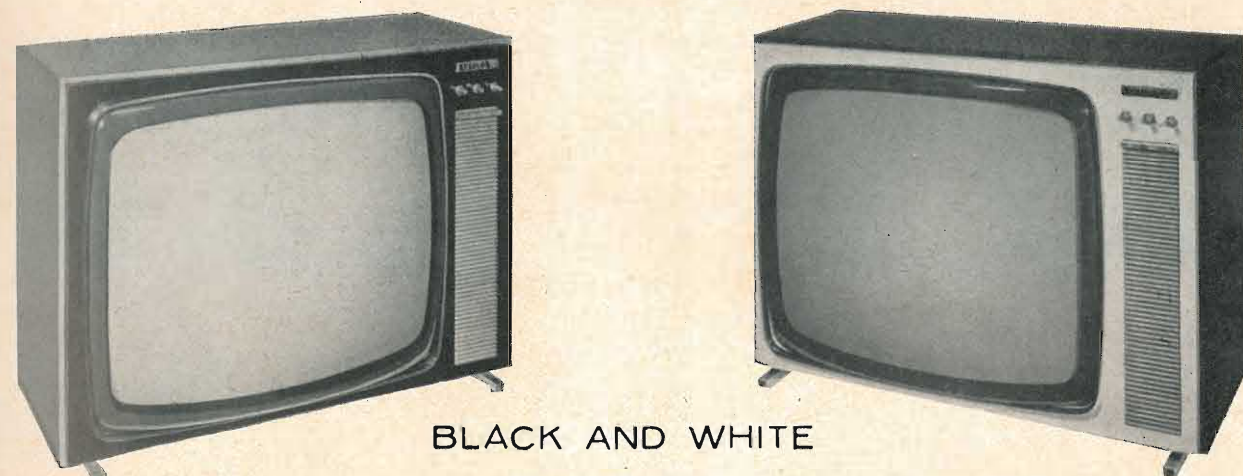
APPIA

OPERAZIONE PERMUTA

lanciata dall'Autovox per il 2° canale televisivo

straordinaria iniziativa - straordinarie vendite - straordinari guadagni

L. 50.000

per ogni vecchio televisore, di qualsiasi marca e modello, anche se non funzionante, in permuta del nuovissimo Autovox mod. 782, il televisore capace di soddisfare le particolari esigenze di chi, avendone già posseduto uno, non si accontenta più di un apparecchio qualsiasi ma pretende qualcosa di più e di meglio.

BLACK AND WHITE

mod.782

mobile con legno in noce • frontale chiaro o scuro per diversi arredamenti cinescopio alluminato 23" 110° con protezione in Perspex • 21 valvole • commutazione a tasto per l'immediato passaggio dal 1° al 2° programma • dispositivo elettronico che rende l'apparecchio insensibile ai disturbi • antenna interna • chassis verticale girevole.

la grande operazione di una grande industria

AUTOVOX

Affrettatevi a ritagliare ed incollare su cartolina postale questo tagliando ▶

Vi preghiamo inviarci urgentemente informazioni dettagliate per aderire alla operazione permuta	AUTOVOX S.p.A. Ufficio Pubblicità "Servizio OP,, ROMA Via Salaria, 981
Mittente	

Elettrocostruzioni CHINAGLIA

BELLUNO - Via Col di Lana, 36/A - Telef. 41.02
MILANO - Via Cosimo del Fante, 14/A - Tel. 833.371

NUOVA PRODUZIONE

PROVA TRANSISTORI
Mod. 650

CARATTERISTICHE: Controllo della corrente di dispersione I cb0 dei transistori normali e di potenza tipo PNP - NPN • **Misura** del guadagno di corrente β a lettura diretta su 2 scale 0÷100, 0÷300 • **Controllo** della resistenza inversa dei diodi a cristallo
DIMENSIONI mm. 125 x 195 x 75

PROVA PILE
Mod. AP - 4

Misure: L'analizzatore mod. AP-4 è idoneo alla misura di tutte le batterie di pile a secco sotto il rispettivo carico nominale. E' fornito di due scale di tensione da 1,5 a 15 volt e da 6 a 200 volt.
DIMENSIONI mm. 150x95x55

AN - 28 - 5000 ΩV
AN - 190 - 10000 ΩV
AN - 138 - 20000 ΩV
Elettrotester VA-32 — Provavalvole Mod. 560 — Microtester 240 - 5000 Ohm V

RAPPRESENTANTI:

GENOVA
Cremonesi Carlo - Via Sottoripa, 7 - Tel. 296697

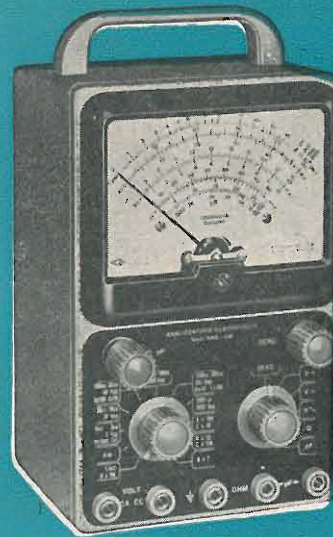
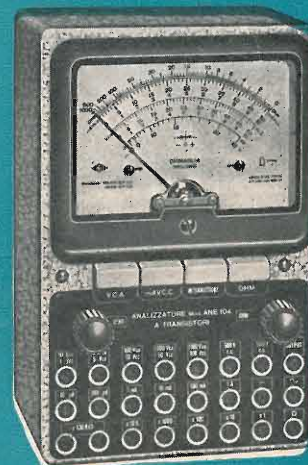
FIRENZE
Dott. Dall'Olio Enzo - Via Venezia, 10 - Telefono 588431

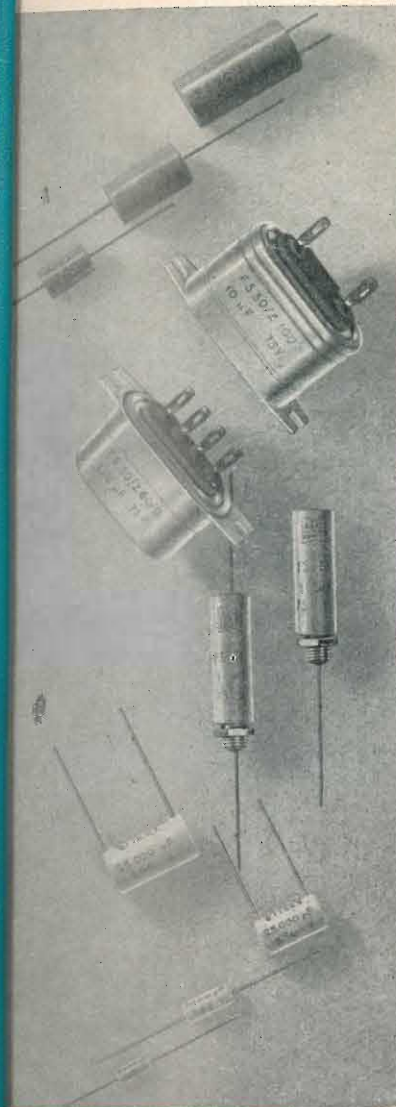
NAPOLI
« Termoelettrica » di Greco G. e Russo G. - Via S. Antonio Abate, 268/71 - Tel. 225244

CAGLIARI
Rag. Mereu Mourin Gino - Via XX Settembre, 78 - Tel. 5393

BARI
Bentivoglio Filippo - Via Calefati, 34 - Tel. 10470

PALERMO
« Lux Radio » di E. Barba - Via R. Pilo, 28 - Tel. 13385

ROMA
Ing. Guido Maresca - Via A. Riboty, 22 - Telefono 373134

ANALIZZATORE ELETTRONICO
Mod. ANE - 106

ANALIZZATORE A TRANSISTORI
Mod. ANE - 104

OSCILLOSCOPIO UNIVERSALE
Mod. 320

SINTEX - Condensatori a film sintetico metallizzato e normale per circuiti a transistor. Esecuzione professionale - minime dimensioni
STIREX - Condensatori a film sintetico in custodia isolante.
Grande stabilità, minime perdite particolarmente atti per circuiti telefonici, filtri per accoppiamento ecc. ecc.

Condesatori e carta olio sintetico vitaminizzato per impiego in telefonia normale ed elettronica.

INDUSTRIA CONDENSATORI APPLICAZIONI ELETTROELETTRONICHE
MILANO - corso magenta, 65
telef. 872.870 - 898.871 - 866.926

STANDARD COIL (U.S.A.)

LA CASA COSTRUTTRICE DEI SELETTORI PIÙ ESPERTA NEL MONDO CHE HA INVENTATO IL TUNER A CIRCUITO **"CASCODE"** E NE DETIENE I SUOI FONDAMENTALI BREVETTI

DICHIARA CHE

IL TUNER CASCODE E' OGGI SUPERATO

DAL TUNER A GRIGLIA GUIDATA

LA **"STANDARD COIL"** HA COSTRUITO NEGLI ULTIMI DUE ANNI QUATTRO MILIONI DI TUNER V.H.F. A **"GRIGLIA GUIDATA"** ELIMINANDO COMPLETAMENTE DALLA FABBRICAZIONE IL SISTEMA A CIRCUITO "CASCODE"

APPARECCHIATURE RADIOELETTRICHE S.p.A.
PADERNO DUGNANO (MILANO) - VIA ROMA 98 - T. 922354

LICENZIATARIA DELLA

una garanzia che si rinnova

MUSIQUETTE
L'amico della gioventù!

MUSIQUETTE
MUSIKUS/BABY
MUSIKUS/D LUXE
Caratteristiche:
Riproduzione di dischi normali e microsolco - giradischi originali Telefunken predisposti per la riproduzione stereofonica - alimentazione c.a. da 110 a 220 V.

MUSIKUS/BABY
Fonovaligia dalle ottime prestazioni acustiche

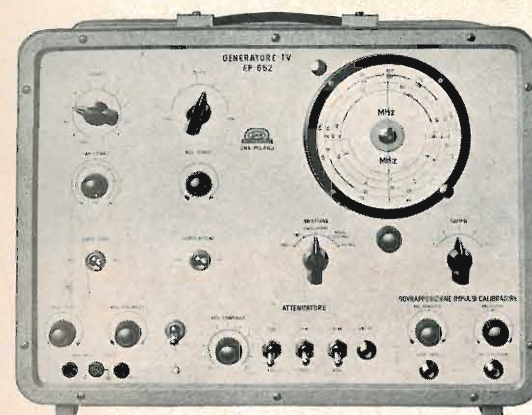
MUSIKUS/D STEREO
Il complesso stereofonico di eccezionale fedeltà!

MUSIKUS/D LUXE
La nuova fonovaligia di lusso che continua la serie del tanto apprezzato Musikus D

LITTLE MUSIC
Valigetta portatile a transistori per dischi a 45 giri

Radiotelevisione
TELEFUNKEN
la marca mondiale

UNA

Il Generatore TV EP 652 comprende in un unico complesso un vobulatore, un calibratore ed uno speciale circuito per sovrapporre all'asse Y gli impulsi marca-frequenza; consente quindi di effettuare tutte le operazioni di allineamento e di messa a punto di televisori e di ricevitori a modulazione di frequenza.

GENERATORE-TV EP652

★

VOBULATORE (Sweep)

• **CAMPI DI FREQUENZA DISPONIBILI.** Da 0,5 a 50 MHz per FV-FI - Da 88 a 110 MHz per FM - Da 50 a 90 e da 170 a 220 MHz in 9 gamme per i canali TV • **TENSIONE DI USCITA.** 0,5 V per i canali TV ed FM; 0,2 V per FV-FI • **ATTENUATORE D'USCITA.** Regolabile con continuità ed a scatti per un totale di 80 dB • **VOBULAZIONE.** Regolabile con continuità ed a scatti da 0 a 15 MHz.

★

CALIBRATORE (Marker)

• **CAMPI DI FREQUENZA.** $4 \div 6$; $8 \div 12$; $15 \div 30$; $30 \div 60$; $60 \div 88$; $85 \div 110$; $170 \div 220$ MHz • **PRECISIONE.** $\pm$ 1%; controllando la scala tramite oscillatore a cristallo incorporato, si può ottenere una precisione pari a quella del quarzo • **OSCILLATORE MARCA-FREQUENZA.** Per sovrapposizione diretta sulla curva vista all'oscilloscopio.

MILANO

VIA COLA DI RIENZO 53a - TEL. 474105 - 474060

.....I TECNICI

SI TROVANO COMPLETAMENTE D'ACCORDO NELL'AFFERMARE CHE

IL CIRCUITO CASCODE E' OGGI SUPERATO

DAL NUOVO CIRCUITO A GRIGLIA GUIDATA

PERCHÈ DETTO TUNER COMPENDIA LE SOLUZIONI CHE PIÙ SI AVVICINANO ALLA PERFEZIONE TEORICA ATTUALMENTE RAGGIUNGIBILE

DATI STATISTICI DI UN TUNER MEDIO A "GRIGLIA GUIDATA"

GUADAGNO	> 38 dB
FRUSCIO	< 4 KTO BANDA III < 2,5 KTO BANDA I
RAPPORTO ONDE STAZIONARIE	< 2,5
DRIFT: Δ t 35C. FREQUENZA OSC.	BANDA III < 250 KHz BANDA I < 150 KHz
REIEZIONE DELLA MEDIA FREQUENZA	> 50 dB
REIEZIONE DELLA FREQUENZA IMMAGINE	BANDA III > 55 dB BANDA I > 60 dB
RAPPORTO BILANCIATO - SBILANCIATO	> 20 dB

APPARECCHIATURE RADIOELETTRICHE S.p.A.
PADERNO DUGNANO (MILANO) - VIA ROMA 98 - T. 922354

LICENZIATARIA DELLA

COIL (U.S.A.)

Hewlett-Packard

Oscillatori

per frequenze da 0,008 Hz. a 10 MHz.

-hp- 650 A Oscillatore campione

—hp— 650 A Oscillatore Campione

Uno dei più famosi oscillatori —hp— è il mod 650 A, 10 Hz. a 10 MHz. Questo strumento di eccezionale stabilità è particolarmente indicato per misure audio, HF, video e RF. L'uscita è piatta entro 1 db su tutto il campo di frequenza, tensioni di uscita variabili da 0,00003 a 3 V. Distorsione inferiore a 1% fino 100 KHz.

La —hp— fornisce 13 oscillatori di alta qualità e di grande precisione. Ognuno di questi usa il circuito a resistenza e capacità, introdotta 20 anni fa per la prima volta dalla « HEWLETT-PACKARD » — questo circuito rende possibili alta stabilità, ampia gamma di frequenze in strumenti compatti e robusti. Altri vantaggi di questi oscillatori sono la sicurezza e semplicità di funzionamento non richiedendo alcun aggiustamento o risintonizzazione durante l'uso. Molti strumenti —hp— vengono ora montati nella nuova fabbrica HEWLETT-PACKARD GmbH in Böblingen, vicino Stoccarda.

La HEWLETT-PACKARD con la sua produzione di qualità, eseguita con le più moderne tecniche, Vi fornisce strumenti di prestazioni eccezionali a prezzi limitati.

Strumenti	Usi principali	Campo di frequenza	Uscita	Prezzo
-hp- 200 AB	Misure audio	20 Hz. a 40 KHz.	1 watt/24,5 V.	L 142.500
-hp- 200 CD	Misure audio subsoniche e supersoniche e prove ultrasoniche	5 Hz. a 600 KHz.	160 mW o 10 V/600 ohm 20 V. a circuito aperto	L 146.200
-hp- 200 J	Misure di frequenza, interpolazioni	6 Hz. a 6 KHz.	160 mW/10 V.	L 285.000
-hp- 200 SR	Da accoppiare a banco di prove in frequenza -hp- 739 AR	5 Hz. a 600 KHz.	3 V. efficaci su 50 ohm	L 175.750
-hp- 200 T	Telemetria, misure di portanti	250 Hz. a 100 KHz.	160 mW o 10 V/600 ohm 20 V a circuito aperto	L 427.500
-hp- 201 C	Misure audio di alta qualità (A.F.)	20 Hz. a 20 KHz.	3 watt o 42,5 V/600 ohm	L 213.750
-hp- 202 A	Misure in bassa frequenza	0,008 a 1.200 Hz.	28mW o 30 V picco a picco/4000 ohm	L 498.750
-hp- 202 C	Prove e misure nei servo-meccanismi	1 Hz. a 100 KHz.	160 mW o 10 V/600 ohm	L 258.000
-hp- 205 AG	Prove audio ad alta potenza, misure di guadagno	20 Hz. a 20 KHz.	5 watt	L 475.000
-hp- 206 A	Prove audio di alta qualità ed alta precisione	20 Hz. a 20 KHz.	+ 15 dbm	L 712.500
-hp- 207 A	Genera banda audio a sweep	20 Hz. a 20 KHz.	160 mW o 10 V/600 ohm	L 308.750
-hp- 233 A	Oscillatore per misure su portanti	50 Hz. a 500 KHz.	3 watt/600 ohm	L 475.000
-hp- 650 A	Prove video ad ampia banda	10 Hz. a 10 MHz.	15 mW/3 V	L 465.500

Prezzi per merce consegnata in Italia sdoganata. Continui progressi circuitali possono alterare le caratteristiche cui sopra che sono pertanto soggette ad essere cambiate senza avviso.

Hewlett-Packard S.A.

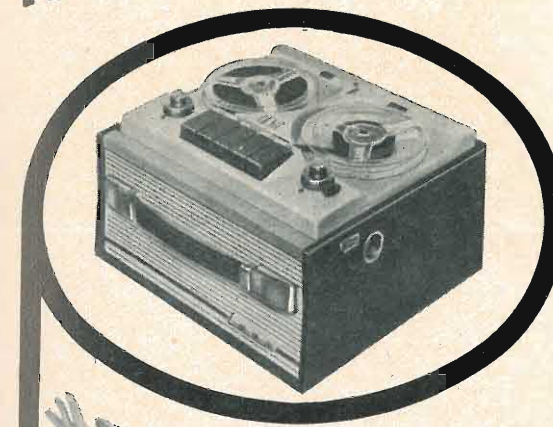
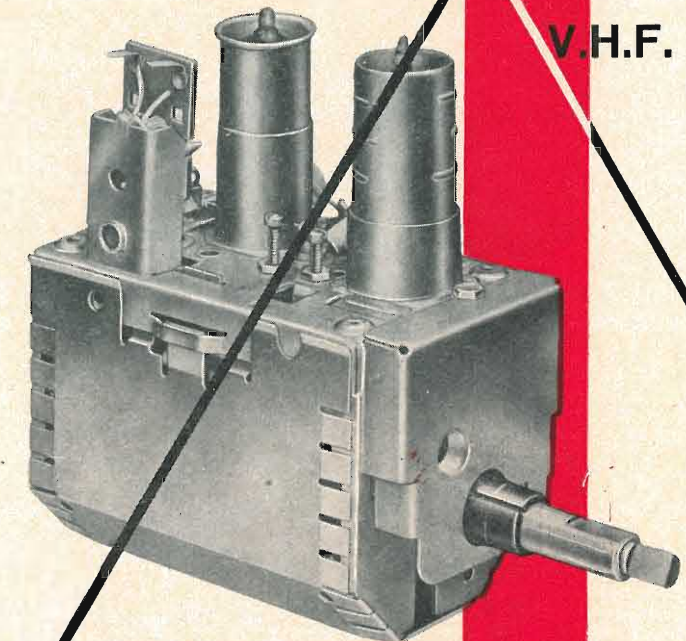
Ginevra (Svizzera) Rue du Vieux-Billard 1, tel. (022) 26 43 36

HPSA - 1 - 475

di fama mondiale

Per informazioni, consulenza tecnica o dimostrazioni scrivete o visitateci al rappresentante esclusivo:

DOTT. ING. MARIO VIANELLO MILANO Via L. Anelli 13 tel. 553.081/553.811

FILIALE: ROMA — Via S. Croce in Gerusalemme 97 — tel. 767.250 — 767.941

CHE SI È RAPIDAMENTE IMPOSTO IN TUTTO IL MONDO

A GRIGLIA GUIDATA .....LA PERFEZIONE!

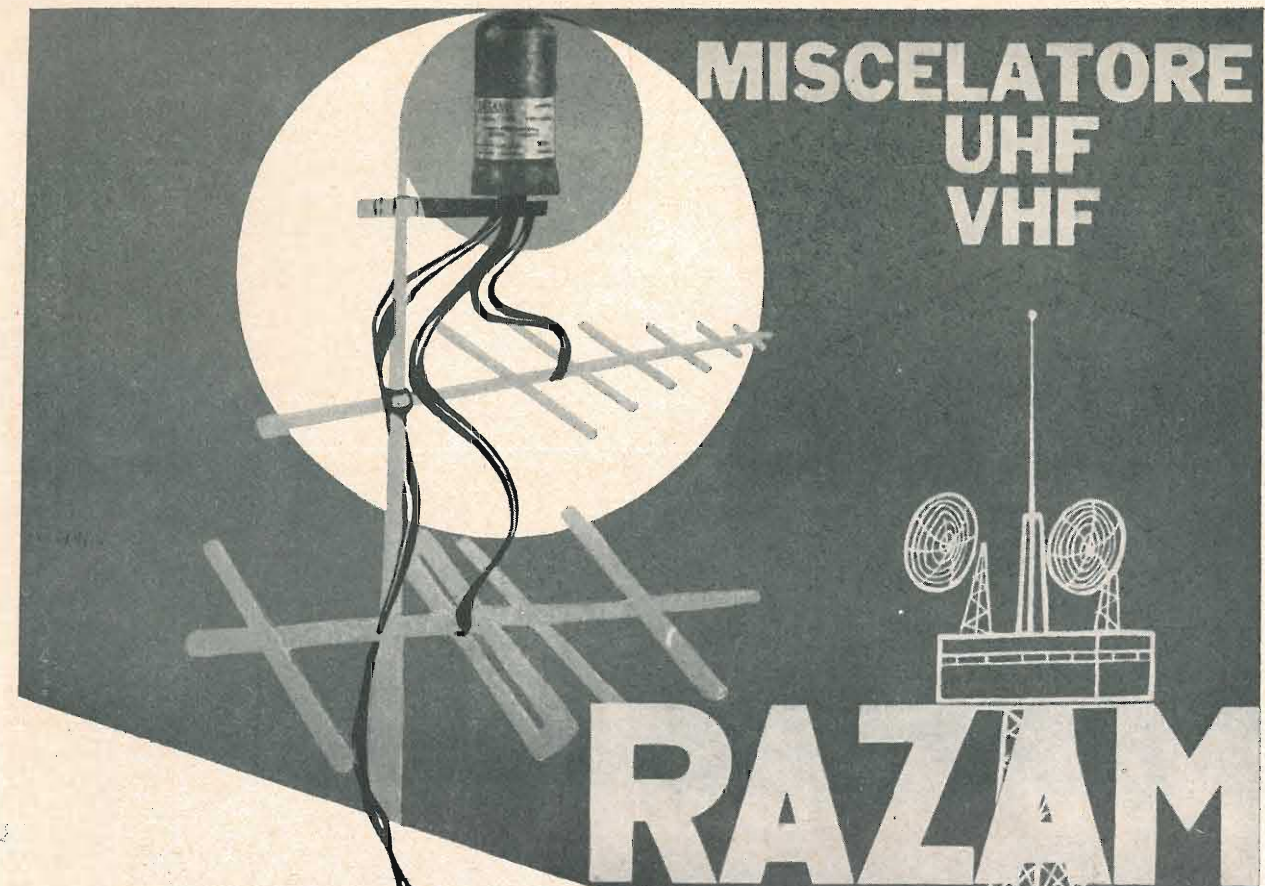
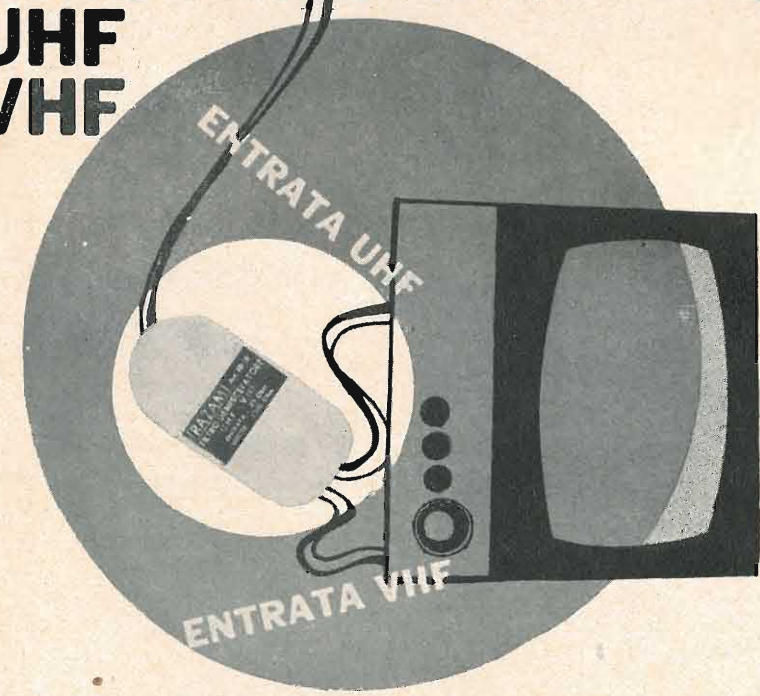
COSTRUITO IN ITALIA PER IL MERCATO COMUNE EUROPEO DALLA

LARES

APPARECCHIATURE RADIOELETTRICHE S.p.A.

PADERNO DUGNANO (MILANO) - VIA ROMA 98 - T 922354

LICENZIATARIA DELLA

COIL (U.S.A.)

Miscelatore M. 22 e Filtro Demiscelatore FD. 16 RAZAM
Costituzione: Adattamento d'impedenza 300-62/75 e 62/75 -300 ohm. rispettivamente. Filtri per i segnali UHF-VHF con attenuazione > 40 Db. Attenuazione del segnale < 2 Db.

Prezzo L. 4.800 la coppia

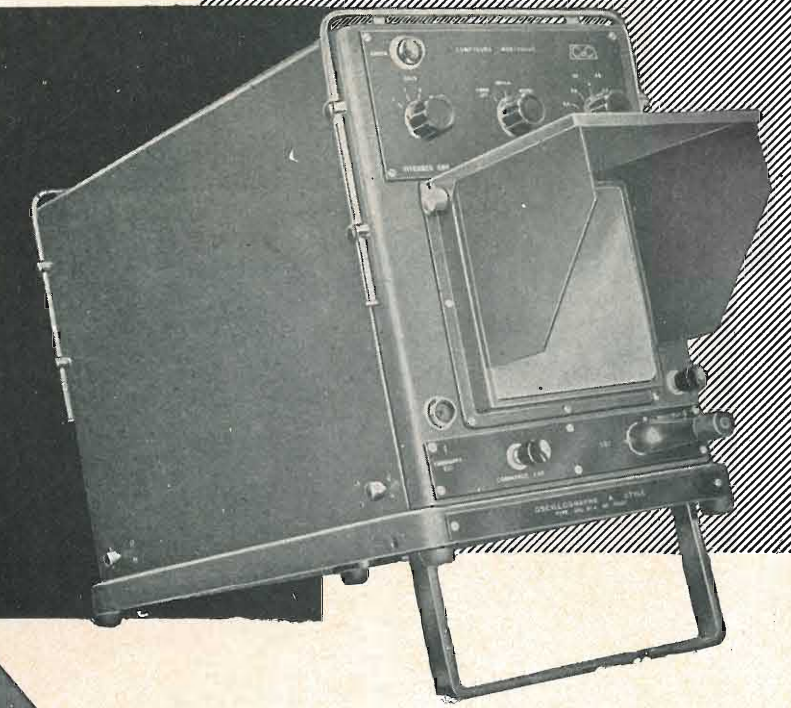
RANIERI ZAMMIT

VIA CANTORE 6 - TEL. 8391073

CORSICO (MILANO)

oscillografo a stilo

a 8 equipaggi

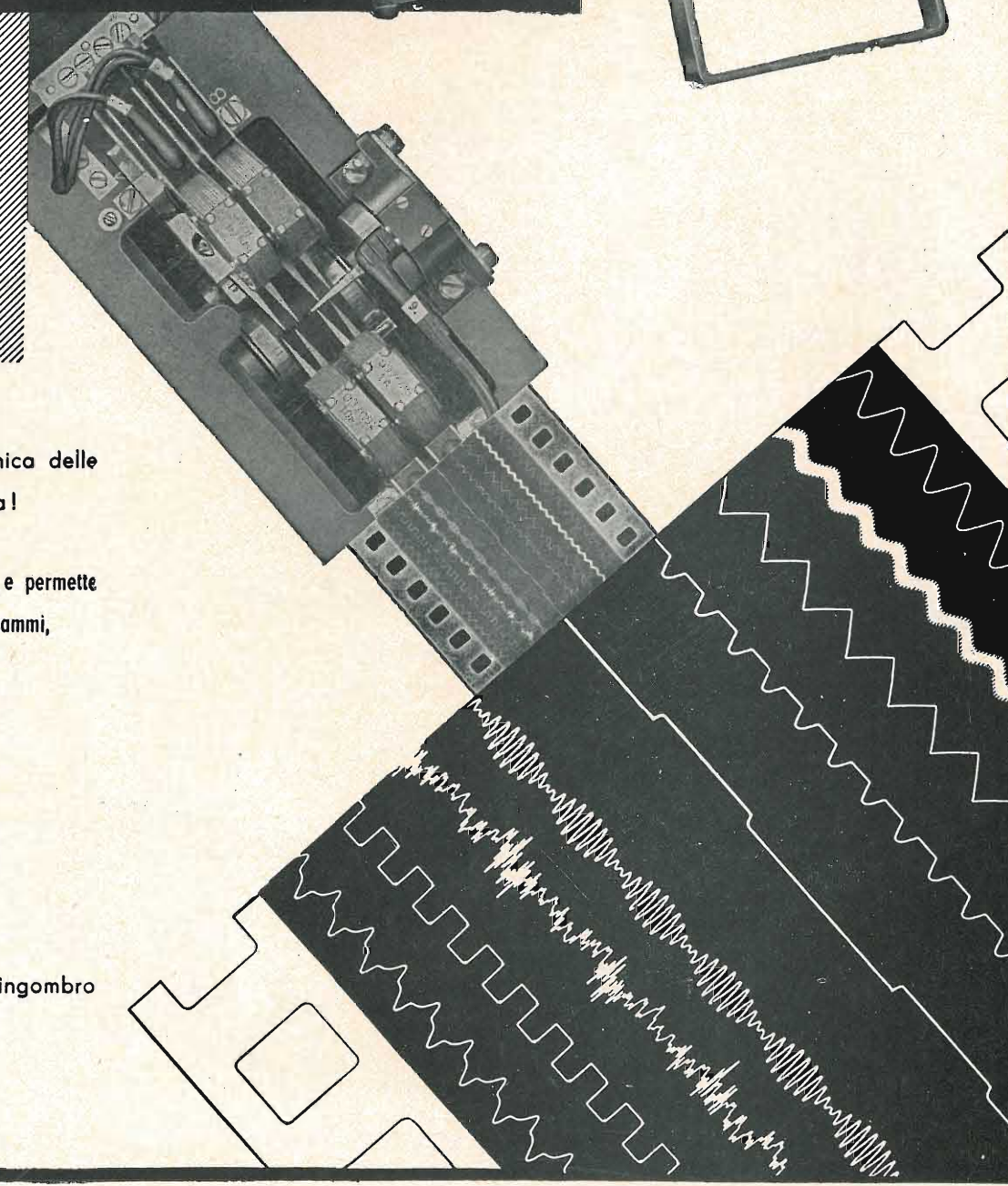
OSL 81A

un nuovo progresso nella tecnica delle misure: l'oscillografia immediata!

registra otto fenomeni contemporanei e permette l'osservazione immediata degli oscillogrammi, senza alcun procedimento di sviluppo.

Sensibilità degli equipaggi:

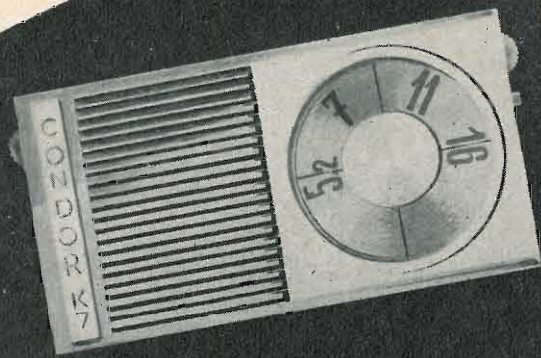
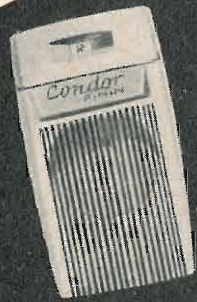
da { 10 mA / 75 Volt } a { 1 Amp / 0,75 Volt }

Apparecchio portatile di limitato ingombro

peso 18 Kg.

Costruz.: Compagnie des Compteurs - Montrouge (Francia)

Vendita per l'Italia:

SEB - MILANO - VIA SAVONA, 97

3 novità Condor

MOD. K 7 "DOVUNQUE"
7 transistors + 2 diodi
onde medie
alta sensibilità
predisposizione
automatica per auto
presa altoparlante
ausiliario

MOD. "PININ"
6 transistors + 1 diodo
tascabile - onde medie

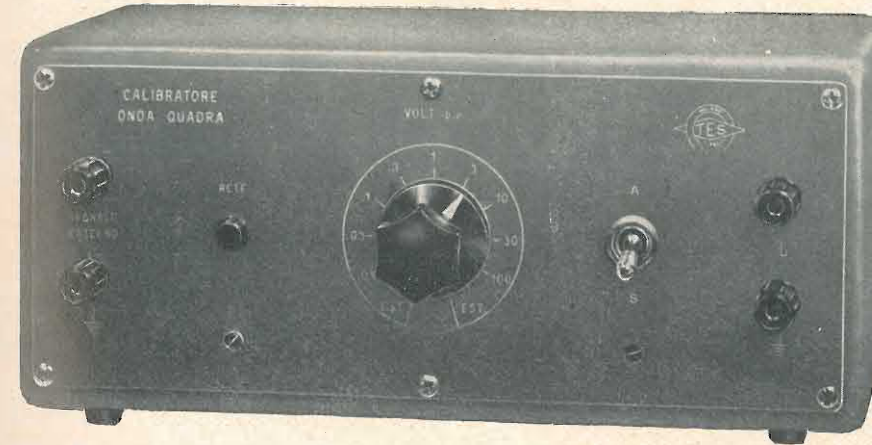
MOD. K 3 - Transverter
12 v. - 3 valvole 3 transistors 1 diodo
6 v./24 v. 3 valvole 4 transistors 2 diodi
autoradio onde medie
regolatore di tono

Condor
anticipa i tempi

Dott. Ing. GALLO S.p.A. Via Ugo Bassi 23a - MILANO
Telefoni: 600.628 - 694.267 - 679.822

PUBBLICITÀ INTERNAZIONALE 4-61

Milano - Via Moscova 40/7

Tel. 667326 - 650884

Calibratore per oscilloscopi

Mod. C 560

Onda quadra
Frequenza 1000 Hz
Segnale d'uscita
da 10 mVpp a 100 Vpp

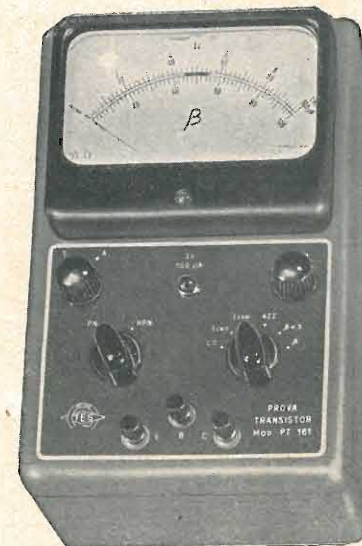
Oscillatore B.F.

Mod. O 1060

Frequenza da 10 Hz a 100 KHz
Uscita tarata da 100 μV a 10 V
Impedenza d'uscita 600 Ω
Distorsione < 0,5 %

Prova transistori

Mod. PT 161

Prova transistori al silicio e al germanio
tipo PNP e NPN
Polarizzazione 4 V max
Misura amplificazione β da 0 a 300
Misura correnti di fuga da 10 μA a 1 mA

TECNICA ELETTRONICA SYSTEM

È uscita la XII serie 1961:

UNO STRUMENTO DI LAVORO INDISPENSABILE PER IL RIPARATORE di **TV**

Indice degli schemi contenuti in questa serie

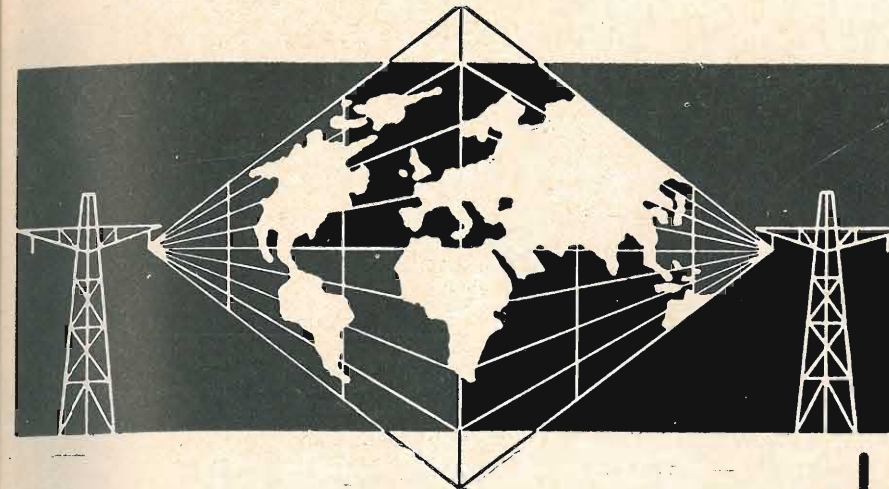
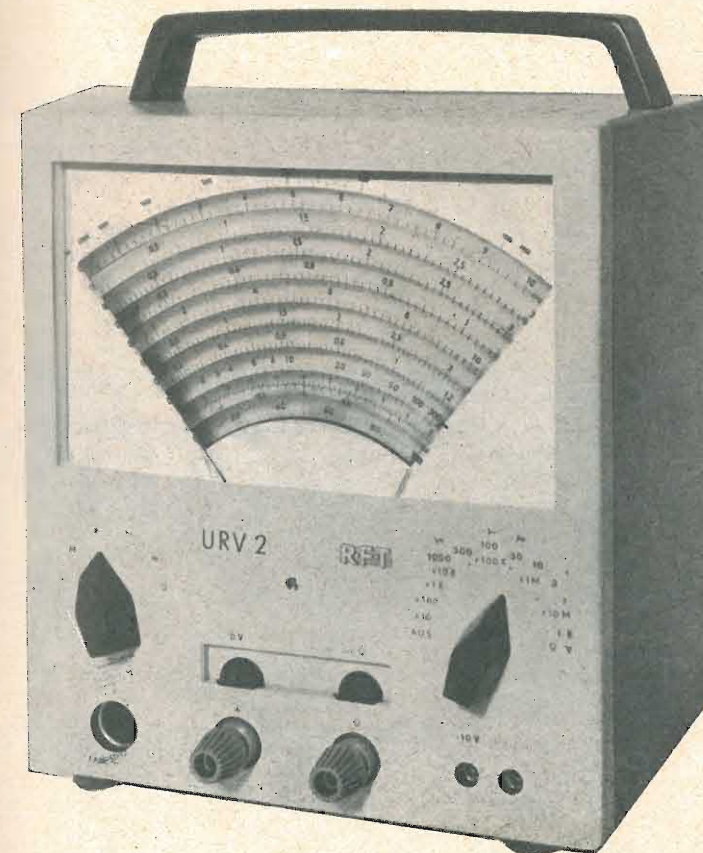
1 **ADMIRAL** mod. T23S6 - T23S8
2 **ALLOCCHIO BACCHINI** mod. 21M110 I serie
3 **ATLAS MAGN. MAR.** mod. RAV86 - RAV87
4 **ART** mod. Pomart - Pensilvania 19" - 23"
5 **ATLANTIC** mod. 404
6 **BLAUPUNKT** mod. Cortina 7525 - Seveso 7555 ecc.
7 **CAPRIOTTI CONTINENTAL** mod. CM901 - 903
8 **CGE** mod. 4461
9 **CGE** mod. 5961 - 23"
10 **CONDOR** mod. TVP5 - TVP5L - TVP52L
11 **CONDOR** mod. 271 - - 272MM - 272CM
12 **CONDOR** mod. P95
13 **DUMONT** mod. RA166 - 171
14 **EFFEDIBI** mod. Saturno 21" e Giove II 17"
15 **EMERSON** mod. 2048/c
16 **EMERSON** mod. 2052
17 **EMERSON** mod. 2052 UHF
18 **EUROPHON** mod. 23"
19 **FIMI-PHONOLA** mod. 1735 ST
20 **FIMI-PHONOLA** mod. 2139/1 UHF
21 **FIMI-PHONOLA** mod. 1741 P
22 **GELOSO** mod. GTV1043 - GTV1020
23 **GRUNDIG** mod. 349 - 749
24 **GRUNDIG** mod. 856
25 **GRUNDIG** mod. 435 ML
26 **INCAR** mod. 2210 - E
27 **IRRADIO** mod. 18T602
28 **IRRADIO** mod. 22TT615
29 **ITALVIDEO** mod. G179
30 **ITALVIDEO** mod. Tropical
31 **LA SINFONICA** mod. Rubert 23
32 **LOEWE OPTA** mod. Iris/Atrium
33 **MINERVA** mod. 5953/2 Molise
34 **MINERVA** mod. 6058/1 Ischia - 6058/2 Campania
35 **NOVA** mod. N78
36 **OREM** mod. TV17" - 21" - 1960
37 **RADIOMARELLI** mod. RV515
38 **RAYMOND** mod. G213
39 **RAYMOND** mod. G178
40 **SABA** mod. T804 - 805 - 814
41 **SABA** mod. S806
42 **SCHAUB LORENZ** mod. Weltspiegel 1053
43 **SCHAUB LORENZ** mod. Illustraphon 17W35Z
44 **SIEMENS** mod. TV1740
45 **TELEFUNKEN** mod. FE21/53T
46 **TELEFUNKEN** mod. TTV32/17
47 **TELEREX** mod. 601/23 - 602/19
48 **TELEVIDEON** mod. TV23" serie E normale
49 **TRANS CONTINENTS** mod. PD110 - 111 - 112
50 **TRANS CONTINENTS** mod. 58017 - 58021
51 **TRANS CONTINENTS** mod. PD60021 - NRC821
52 **ULTRAVOX** mod. Serie 1961
53 **VEGA** mod. 17A1 - 21A1
54 **VAR RADIO** mod. 592/17 - 593/21
55 **VOXSON** mod. T232
56 **WEST** mod. VS88 - VS89
57 **WESTMAN** mod. TV380 - T21
58 **WESTINGHOUSE** mod. TV326 - T21
59 **WESTINGHOUSE** mod. TV101A - 102
60 **WESTINGHOUSE** mod. TV406 - T21

I circuiti elettrici quotati dei più noti apparecchi TV nazionali ed esteri raccolti dal 1954 al 1961

Ciascun volume contiene 60 schemi;
formato cm. 22 x 31,
formato aperto cm. 31 x 42.

L. 2.500 ciascun volume

Editrice Il Rostro - Milano (228)
Via Senato 28 - Telefoni 70 29 08 - 79 82 30

In vendita anche nelle principali librerie

FERNEMELDEWESEN BERLIN

VOLTMETRO ELETTRONICO TIPO URV2

Misure di tensione

Volt c. c. 0,1 ... 1000 Volt
con divisore fino a 30 KVolt
Volt c. a.
16 Hz... 3 MHz 0,1... 1000 Volt
50 KHz... 300 MHz 0,1... 300 Volt

Misure di resistenze

1 ohm... 1000 Mohm

Misure di correnti

in c.c. e in c.a. 1μA... 1A

Selezione luminosa delle portate

Rappresentante esclusivo per l'Italia: della DIA ELEKTROTECHNIK - BERLIN - D. D. R.

R. F. CELADA s.r.l. ***MILANO - Viale Tunisia 4 - Tel. 278904/069***

STRUMENTI ELETTRICI DI MISURA

Sezione Strumenti

Voltmetri
Amperometri
Milliamperometri
Microamperometri
Termoamperometri
Termomilliamperometri
Decibellimetri
Frequenzimetri

Da pannello
Da quadro
Da laboratorio
Portatili
Tascabili
Esecuzione a norme Jan

Termoregolatori a fotocellula   Tester 5.000 e 20.000 ohm/V.

Sezione Reattori

Reattori per lampade fluorescenti a catodo caldo - catodo freddo - a vapori di Hg.

Cassinelli & C. S.a.s.

TECNAR MILANO

GELOSO

Ricevitore tascabile a transistori G 3303 - Alta sensibilità in piccolo spazio - Ricezione chiara e potente.

Ricevitori portabili a transistori per Onde Medie G 3300
Con commutatore "locale-distante" per la perfetta ricezione delle stazioni italiane ed estere - Antenna incorporata - Presa per cuffia - Lunga autonomia d'alimentazione.

Serie "SIDERAL" - Gli apparecchi del futuro: funzione, eleganza, signorilità. Modelli a valvole e a transistori, per Onde Medie e Corte e per Modulazione di Frequenza, con agganciamento automatico delle stazioni a M. d. F.; prese per cuffia e per la registrazione magnetica diretta.

Viale Brenta 29 - MILANO 808

Prima in Italia con ALTA FEDELTÀ

Prima con STEREO FEDELTÀ

Presenta nel campo dell'Alta Fedeltà e della stereofonia, una vasta gamma di apparecchi, in grado di soddisfare tutte le esigenze.

Prodotti di alta classe

Un apparecchio PRODEL nella Vostra casa è indice di buon gusto!

Richiedete il nuovo listino 1961

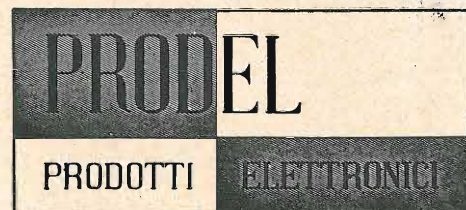
Modello SONETTO

Altri modelli:

- Stereonette
- Sonetto
- Serenatella
- Ouverture
- Duetto
- Melody
- Recital
- Concerto
- Gran Concerto
- Prelude
- Festival

IMPIANTI SPECIALI SU PROGETTO

PREZZI:
DA L. 80.000 a L. 680.000

Modello GRAN CONCERTO

PRODEL *S.p.A.* - PRODOTTI ELETTRONICI

MILANO via monfalcone 12 - tel. 283651 - 283770

IL COMPACTRON GENERAL ELECTRIC

permette di ridurre i costi di produzione e migliorare la qualità

Occorrono 8 transistori o 6 valvole miniatura per compiere le stesse funzioni di 3 Compactron General Electric.

Il compactron General Electric è un tubo elettronico a 12 contatti, di dimensioni più pratiche dei normali tubi miniatura, (più basso e più largo).

Nel compactron General Electric trovano per la prima volta applicazione alcuni nuovi metodi metallurgici che migliorano l'efficienza del tubo.

APPARECCHIO	NUMERO COMPONENTI		FUNZIONI ESPLETATE	ALT. FUORI ZOCCOLO (mm)	
	COMPACTRONS	VALVOLE		COMPACTRONS	VALVOLE
Radioricevitore domestico	2	5	Oscillatore - Mescolat. Amp. M.F. - Rivelatore	46	48
			Amp. B.F. - Finale di potenza - Raddrizz.	46	60
Televisore	10	15	Oscill. orizz. - C.A.F.	31	60
			Oscill. vert. - Finale	46	62
			Deflessione orizz.	69	95
			Diodo « damper »	53	70
Amplificatore HI-FI	Determinato dal progetto		Amplif. di tensione	31	49
			Finale di potenza	61	70
			Raddrizzatrice	76	92

CONFRONTO delle PRESTAZIONI

STADIO FINALE di POTENZA (radioricevitore da tavolo)

VALORE MEDIO IN MILLIWATT AL 10% DI DISTORSIONE		
1000 due compactrons	1000 cinque valvole	500 sei transistori

SENSIBILITA' (radioricevitore da tavolo)

TENSIONE DI INGRESSO NECESSARIA PER OTTENERE UNA POTENZA DI USCITA DI 50 mW (IN MICROVOLT PER METRO)		
67 due compactrons	67 cinque valvole a vuoto	100 sei transistori

In conseguenza una serie di compactron per radio o TV, ha una dissipazione di potenza minore e prende meno spazio nello chassis che non la corrispondente serie di tubi elettronici normali.

Coi compactron General Electric è possibile ottenere mobili radio e TV diversi dagli usuali, più piccoli e più eleganti.

GENERAL ELECTRIC
— U.S.A. —

Rappresentante per l'Italia

MILANO - Via Visconti di Modrone, 21 - Tel. 790.555 5 linee
ROMA - Via Paisiello, 12 - Tel. 868.046 - 841.189
TORINO - SJCAR S.p.a. - Via Le Chiuse, 59 - Tel. 753-401

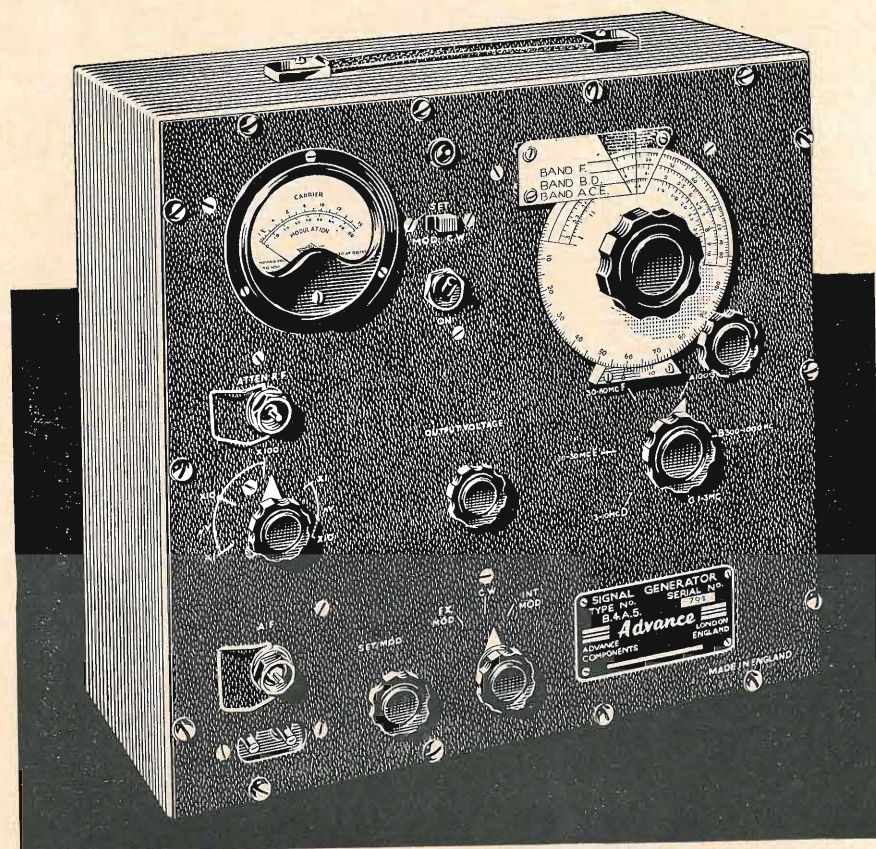
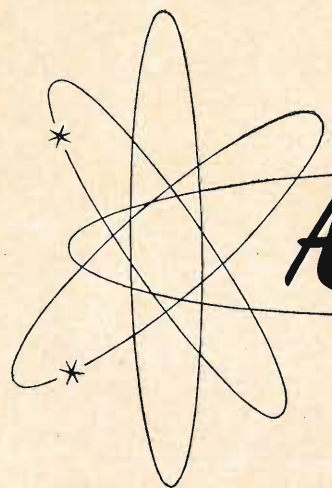
GENERATORE DI SEGNALI A R.F.

TIPO B4

Modello A:
100 KHz a 80 MHz in 6 bande

Modello B:
30 KHz a 30 MHz in 6 bande

Precisione di calibrazione di entrambi i modelli: ± 1 %

Caratteristiche tecniche sul foglio D 38 disponibile a richiesta.

con Advance per esser sicuri!

Il generatore «ADVANCE» modello B4 è uno strumento largamente sperimentato ed apprezzato per le sue speciali caratteristiche che consistono:

— di un controllo della misura dell'uscita R.F. e della percentuale di modulazione;

— di un attenuatore a 80 dB di speciale concezione che consente una eccezionale accuratezza di attenuazione per l'intero campo di frequenza;

— di una sistemazione particolare che permette di ottenere - tramite un triplice schermo ed il montaggio esterno della manopola calibrata - un fattore di dispersione straordinariamente piccolo.

IMPEDENZA D'USCITA:
75 Ohm senza terminazione
(50 Ohm ottenibili a richiesta).
Viene fornita una rete di terminazione per ottenere impedenze di uscita di 37 e 10 Ohm. E' pure previsto l'impiego di antenna standard.

MODULAZIONE INTERNA:
A 400 Hz. ± 10 %
Profondità di modul. da 0 ad 80% ± 10%.

MODULAZIONE ESTERNA:
Modello A: da 10 Hz a 30 KHz.
Profondità di modulazione da 0 ad 80 %.
Modello B: da 10 Hz a 10 KHz.
Profondità di modulazione da 0 ad 80 %.

USCITA A BASSA FREQUENZA:
da 0 a 10 V su 600 Ohm a 400 Hz.

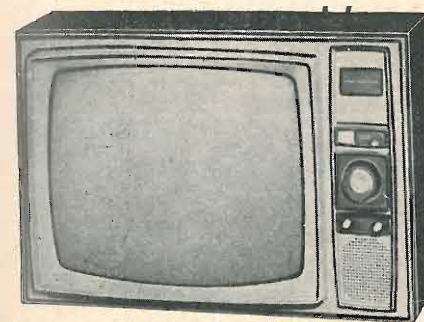
DISPERSIONE:
Minore di 1 μV.

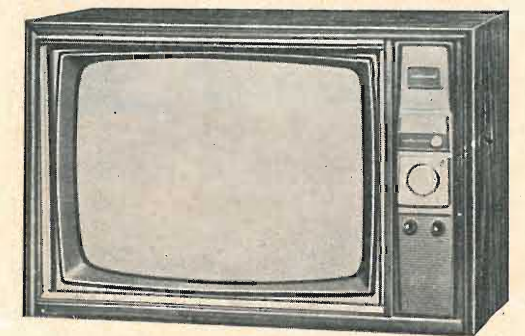
Distributori esclusivi per l'Italia

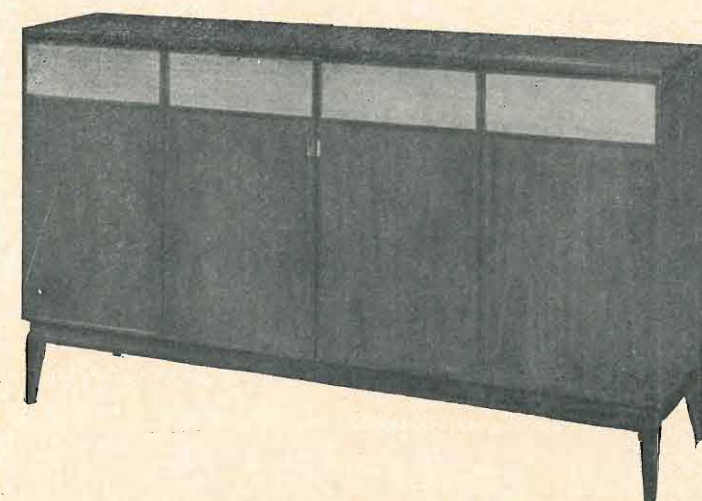
PASINI & ROSSI - Genova
Via SS. Giacomo e Filippo, 31 (1° piano) Telegr.: **PASIROSSI** - Tel. 893465 - 870410
MILANO: Via A. da Recanate, 4 - Tel. 278855

Westinghouse

DALL'ESPERIENZA WESTINGHOUSE TELEVISORI INEGUAGLIABILI

- 12 modelli da 17" - 19" - 21" - 23" portatili e da tavolo
- visione panoramica
- schermi di protezione polarizzati
- controllo automatico di sensibilità
- focalizzazione automatica costante
- circuito automatico di eliminazione disturbi

Televisore 19" - Mod. HP - 3450
COMANDO ELETTRONICO A DISTANZA
« Remote Director Control »

SINTONIA A CONTROLLO AUTOMATICO
«Memory Tuning »

Televisore 23" - Mod. HT. 3710
COMANDO ELETTRONICO A DISTANZA
« Remote Director Control »

SINTONIA A CONTROLLO AUTOMATICO
«Memory Tuning »

COMBINATION - Mod. HC 4700
Televisore 23' - Radio AM - FM - Giradischi a 4 velocità
STEREOFONICO ALTA FEDELTA' - COMANDO ELETTRONICO A DISTANZA « Remote Director Control »

Distributrice UNICA per l'Italia Ditta A. MANCINI
MILANO - Via Lovanio 5 - Tel. 650.445 - 661.324 - 635.240
ROMA - Via Civinini, 37 - 39 - Tel. 802.029 - 872.120

SIMPSON ELECTRIC COMPANY

Mod. 260/270, i tester più venduti nel mondo... sono anche i più versatili

ADATTATORI: MISURA TRANSISTORI Mod. 650 • VOLTMETRO a VALVOLA in C. C. Mod. 651 • MISURATORE di TEMPERATURA Mod. 652 • AMPEROMETRO in C. A. Mod. 653 • WATTMETRO per AUDIO FREQUENZE Mod. 654 • ATTENUATORE MICROVOLTMETRICO Mod. 655 • PROVA BATTERIE Mod 656

Agente esclusivo per l'Italia:

DOTT. ING. M. VIANELLO Sede: MILANO - Via Anelli 13 - telefoni 553081 - 553811
Filiale: ROMA - Via S. Croce in Gerusalemme 97 - telefoni 767250 - 767941

TUNG-SOL®

TUBI ELETTRONICI
TRANSISTORI AL GERMANIO
RETTIFICATORI AL SILICIO

I tubi elettronici Tung-Sol sono usati in tutto il mondo per applicazioni, che richiedono le norme più severe di funzionamento.

Fabbricati e collaudati con rigido controllo di qualità, essi offrono grande flessibilità di impiego ed hanno vita eccezionalmente lunga.

REGOLATORI DI TENSIONE
usati negli apparecchi radio ed in altri apparati elettronici con alimentatori regolati.

RADDRIZZATORI
usati nelle apparecchiature industriali elettroniche e negli impianti di radio diffusione ad MA, MF e TV.

TRIODI DI POTENZA
usati negli alimentatori regolati in serie, per i quali sono necessari tubi ad alta flessibilità e di forte corrente.

TUBI TRASMITTENTI
usati principalmente nei trasmettitori mobili nel campo delle UHF.

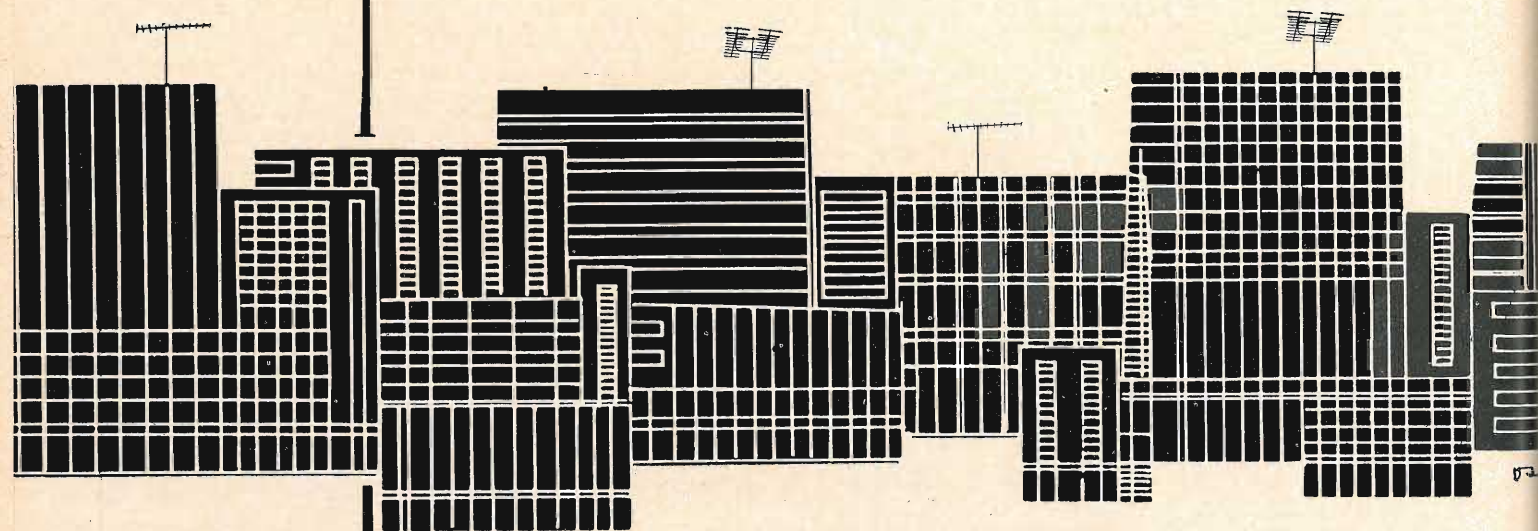
PENTODI DI POTENZA
usati negli impianti di audizione collettiva, in amplificatori di alta fedeltà, in trasmettitori e ricevitori radio.

TRANSISTOR AL GERMANIO
La serie completa Tung-Sol di transistor al Germanio è stata studiata in modo da garantire la massima sicurezza di funzionamento secondo le norme relative.

RADDRIZZATORI AL SILICIO
I criteri di progetto esclusivo della Tung-Sol ed il controllo di qualità combinati in sieme offrono, nei rettificatori al silicio, un'eccezzionale sicurezza di funzionamento.

MILANO BROTHERS
250 West 57 st. New York 19 N. Y. - U. S A.
Tele. Circle 60375 - Ufficio Propaganda per l'Italia: Piazza Velasca 5 - Milano - Tel. 897.740

INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE

VIA RUTILIA N. 19/18 MILANO TELEF. 531.554/5/6

SIEMENS

le antenne SIEMENS nell'edilizia

per MA - MF - TV e per il II programma

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT

RAPPRESENTANZA PER L'ITALIA: SIEMENS ELETTRA Società per Azioni

ANNO XXXIII 6

l'antenna

GIUGNO 1961 RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

Proprietà **EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.**
Gerente **Alfonso Giovene**

Direttore responsabile **dott. ing. Leonardo Bramanti**

Comitato di Redazione **prof. dott. Edoardo Amaldi - dott. ing. Vittorio Banfi - sig. Raoul Biancheri - dott. ing. Cesare Borsarelli - dott. ing. Antonio Cannas - dott. Fausto de Gaetano - dott. ing. Leandro Dobner - dott. ing. Giuseppe Gaiani - dott. ing. Gaetano Mannino Patanè - dott. ing. G. Monti Guarnieri - dott. ing. Antonio Nicolich - dott. ing. Sandro Novellone - dott. ing. Donato Pellegrino - dott. ing. Celio Pontello - dott. ing. Giovanni Rochat - dott. ing. Almerigo Saitz - dott. ing. Franco Simonini.**

Consulente tecnico **dott. ing. Alessandro Banfi**

SOMMARIO

Direzione, Redazione, Amministrazione Uffici Pubblicitari **VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30**
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica «**l'antenna**» si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato **L. 350**: l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3.500**; estero **L. 5.000.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50,** anche in francobolli.
Tutti i diritti di proprietà artistica e letteraria sono riservati per tutti i paesi. La riproduzione di articoli e disegni pubblicati è permessa solo citando la fonte. La responsabilità tecnico-scientifica di tutti i lavori firmati spetta ai rispettivi autori, le opinioni e le teorie dei quali non impegnano la Direzione.

semiconduttori professionali

transistori per radioricevitori e amplificatori

Sono transistori al germanio pnp a giunzione di lega.

Lo speciale controllo del processo di produzione seguito da stabilizzazione termica a 100 °C consente caratteristiche di tipo professionale che si manifestano in una eccezionale uniformità di parametri e nella loro stabilità fino alle condizioni limite di funzionamento.

Il controllo sul 100% dei pezzi e la prova di vita alla massima dissipazione prolungata per 1000 ore, accompagnata e seguita dalla verifica di tutti i parametri, permettono di garantire con sicurezza le seguenti prestazioni:

guadagno dei transistori per alta frequenza con tolleranza di 1,5 db
guadagno totale medio dei tre transistori per alta frequenza 100 ± 3 db
potenza di uscita per uno stadio finale in controfase 1 W senza dissipatore

	V_{CBO} (volt)	I_C (mA)	P_C (mW)	h_{FE}	f_{ab} (Mc)	I_{CBO} (μA) a V_{CB} (V)	G_E (db)
2G 141 conv.	—20	200	150	100	10	6 a - 15	31 ± 1,5
2G 140 conv.	—20	200	150	80	10	6 a - 15	29 ± 1,5
2G 139 i.f.	—20	200	150	60	5	6 a - 15	36 ± 1,5
2G 138 i.f.	—20	200	150	40	5	6 a - 15	34 ± 1,5
2G 109 pil.	—25	100	140	95	3.5	16 a - 15	42
2G 108 pil.	—25	100	140	60	2.5	16 a - 15	40
2G 271 fin.	—30	200	240	80	3	16 a - 25	37
2G 270 fin.	—30	200	240	40	2	16 a - 25	35

licenza general electric co. U.S.A.

società generale semiconduttori s.p.a. agrate milano italia

uffici di milano: via c. poma 61 - tel. 723.977

dott. ing. Alessandro Banfi

Evoluzione delle registrazioni musicali

E' estremamente interessante seguire l'evoluzione che ha subìto in questi ultimi quindici anni, la musica registrata.
Anzitutto il classico disco ad incisione laterale (il sistema Pathé ad incisione verticale, abbastanza popolare un ventennio addietro, è praticamente scomparso) è passato dai 78 giri, ai 45, ai 33, ai 16 giri.
La materia di cui era costruito il vecchio fragilissimo disco a 78 giri (gommalacca caricata) è stata ormai sostituita da resine plastiche che ne hanno assicurato l'infrangibilità ed una durata molto più lunga.
A quest'ultima prerogativa ha inoltre largamente contribuito la progredita tecnica della riproduzione che si avvale ora di testine di lettura (pick-up) leggerissime, provviste di puntina di zaffiro o diamante a lunghissima durata, mentre un tempo si usavano pick-up molto pesanti, con punte metalliche da sostituirsi ad ogni passata.
Comunque, dopo alcune incertezze, il disco a 45 giri si è rapidamente imposto al pubblico, sia per le sue interessanti caratteristiche meccaniche (piccole dimensioni, leggerezza, infrangibilità), sia per il fatto che con la nuova tecnica d'incisione del microsolco il contenuto in tempo di musica registrata è quasi triplicato nei confronti del vecchio disco a 78 giri.
Ciò evidentemente significa, nel caso di brani musicali di breve durata (canzoni, jazz, ecc.), la possibilità di raccogliere su ogni facciata del disco due o tre brani diversi.

Quest'ultima circostanza aveva subito sollevato polemiche e discussioni a non finire con le varie associazioni internazionali del diritto d'autore che, avendo fissata una determinata quota per disco a 78 giri con due brani incisi, avrebbero voluto elevare la quota in proporzione al numero dei brani incisi sui nuovi dischi a microsolco.

Si addivenne ad una sorta di compromesso, anche perchè si intuì subito la maggior possibilità di diffusione e popolarizzazione del nuovo disco.

Ed infatti in questi ultimi anni la vendita dei dischi è andata alle stelle, oltre ogni previsione.

Sia detto incidentalmente, ed in causa per quanto dirò più innanzi, che a questo "boom" del disco hanno fortemente contribuito la radio e la televisione.

Ma come ogni vicenda umana, che percorre un cammino fatto di "alti" e "bassi", alla frenesia popolare del disco e della canzone è succeduto recentemente un periodo di ristagno che ha preoccupato e preoccupa tutt'ora l'industria ed il commercio del disco.

E fra le varie cause che si vogliono attribuire a questo calo nell'interesse pubblico del disco ve n'è una che vale la pena di accennare, se non altro per il particolare profilo di estensione di una nuova tendenza tecnica nelle registrazioni musicali.

Voglio alludere alla registrazione su nastro magnetico. Il registratore magnetico ha acquistato in questi ultimi tempi una notevole popolarità e diffusione.

Questo apparecchio che sino a poco tempo fa era relegato in campo professionale, anche per il suo costo elevato se di buona qualità musicale, ha subìto recentemente sensibili miglioramenti tecnici, tali da renderlo accessibile a prezzo relativamente basso e con un grado di funzionalità elevatissimo.
Infatti si producono ora dei registratori a nastro, con ottime qualità musicali, di funzionamento semplicissimo e sicuro e, volendo, totalmente autonomi

(il testo segue a pag. 266)

dott. ing. Antonio Nicolich

Amplificatori di impulsi di campo dinamico largo

In questa prima parte, l'A. dopo una breve introduzione svolge nei punti fondamentali la teoria dell'overshoot esaminando il fenomeno nei suoi diversi aspetti. Nelle prossime parti verrà approfondito il progetto di circuiti a minimo overshoot.

(parte prima di tre parti)

1. - GENERALITA'

Gli amplificatori ad alto guadagno per videosegnali o per impulsi, devono funzionare in un campo dinamico molto vasto, cioè al suo ingresso possono venir applicati segnali di intensità diversissima, con rapporti di tensione fra massimo e minimo segnale dell'ordine di 10^5 e più. Tali amplificatori non hanno nulla a che fare con gli amplificatori di impulsi ad alta fedeltà dove si usa su vasta scala la compensazione con induttanza di punta per le alte frequenze; questo artificio non serve negli amplificatori oggetto di questo articolo, che si propone di presentare le particolari proprietà e di fare considerazioni di progetto per gli amplificatori di impulsi, avendo come obiettivi da raggiungere l'alto guadagno ed il vasto campo dinamico dei livelli di segnale da trattare.

1.1. - Guadagno

Il guadagno di tensione deve essere tale da portare l'impulso oltre il livello di rumore dell'amplificatore, fino ad un valore conveniente per ottenere una chiara visione su un indicatore o per comandare un circuito ausiliario. Se l'amplificatore lavora con una resistenza R della sorgente (generatore applicato all'ingresso), questa resistenza presenta una tensione efficace equivalente di disturbo termico valutabile con l'espressione:

$E = 2(kTBR)^{1/2}$ volt eff.

in cui:

$k = 1{,}37 \cdot 10^{-23}$ watt. secondo per grado assoluto = costante di Baltzmann;
B = larghezza di banda in Hz;
R = resistenza in ohm;
T = temperatura assoluta in gradi k;
posto ad esempio $R = 4\ \text{k}\Omega$ e $B = 4$ MHz e $T = 20\ ^{\circ}\text{C} = 293^{\circ}$, si ha:

$$E = 2\,(1{,}37 \cdot 10^{-23} \cdot 293.4 \cdot 10^6 \cdot 4 \cdot 10^3)^{1/2} \simeq 16\ \mu\text{V}.$$

Se l'amplificatore ha la figura di disturbo di 3 dB, il livello equivalente di disturbo all'entrata è di circa 23 μV.

Questa tensione rappresenta la soglia per la sensibilità dell'amplificatore; quindi se il livello di uscita deve essere, ad esempio, 3 V, occorre un guadagno di circa 102 dB. Questo è appunto l'ordine di grandezza del guadagno richiesto anche per larghezze di banda, resistenza della sorgente e figure di disturbo diverse da quelle adottate in questo esempio.

1.2. - Campo dinamico

L'ampiezza del segnale applicato all'ingresso dell'amplificatore può essere di pochi microvolt, cioè dello stesso ordine di grandezza della tensione di rumore, come può valere parecchi volt. Se l'amplificatore non è studiato in modo da poter ammettere forti segnali all'entrata, può avvenire che gli stadi successivi o vengono polarizzati oltre l'interdizione, oppure presentano forte corrente di griglia con gravissima distorsione. Nel primo caso l'amplificatore rimane bloccato per un tempo considerevole dopo ogni forte impulso, mettendo così fuori uso il servizio e l'amplificazione di piccoli segnali che potrebbero presentarsi all'entrata durante tale intervallo di tempo. Per certe applicazioni occorre che il tempo di bloccaggio conseguente a un forte impulso, sia inferiore ad un certo minimo che rappresenta un limite da non superare. In altri casi è necessario che la larghezza degli impulsi molto intensi sia conservata in barba alle limitazioni. In altri casi ancora il problema del sovraccarico è di principale importanza per questi amplificatori, che perciò devono essere progettati in modo totalmente diverso rispetto agli amplificatori di impulsi ad alta fedeltà (v. ad es. «l'antenna» N. 12-1959 e N. 1-1960).

La microfonicità è la bestia nera per gli amplificatori di impulsi ad alto guadagno. Urti meccanici o vibrazioni del primo tubo amplificatore provocano fluttuazioni della corrente anodica, che si risolvono all'uscita in segnali acustici. Se l'amplificatore risponde bene alle basse frequenze, l'impulso viene trasmesso, e in tal caso il segnale dovuto alla microfonicità è più alto del livello di saturazione e a nulla valgono le precauzioni di carattere meccanico che si possono assumere, come il montaggio antiurto, antivibrante, ecc. La microfonicità può essere vinta solo tagliando le basse frequenze rese dall'amplificatore. Così facendo però si va incontro a distorsione dell'impulso e a sovraelongazione in bassa frequenza; questi effetti dannosi devono essere limitati il più possibile.

Alcune applicazioni richiedono piccoli amplificatori portatili del tipo video ad alto guadagno, per i quali la qualità è di secondaria importanza, mentre ciò che conta sono il basso peso ed il piccolo assorbimento di potenza.

Questi amplificatori devono essere progettati in modo del tutto diverso, abbandonando i criteri fondamentali di massimo prodotto guadagno$\times$larghezza di banda, di numero di stadi.

Nel caso di amplificatori lineari è di grande aiuto il metodo classico di valutare il comportamento ai transitori di un circuito, sfruttando la sua risposta in ampiezza e fase. Ma questo sistema può essere usato con gli amplificatori video ad alto guadagno solo quando si trovano in regime di linearità, cioè per piccoli segnali sotto il livello di saturazione; in tal caso è agevole colla teoria della linearità determinare il tempo di salita o la larghezza di banda ottima per un buon rapporto segnale/disturbo.

Ma con forti segnali intervengono effetti di sovraccarico e l'amplificatore è ben lontano dall'essere lineare, perciò la teoria della linearità non può più essere applicata.

Nel ricevitore video a cristallo, l'amplificatore video ad alto guadagno è preceduto da un cristallo rivelatore parabolico, perciò certe grandezze come il campo dinamico e il rapporto segnale/disturbo valutati ai terminali di ingresso del cristallo non coincidono coi valori riscontrabili ai morsetti di entrata dell'amplificatore. Per es. un campo dinamico di 50 dB ai terminali di ingresso del cristallo si traduce in un campo dinamico di 100 dB all'entrata dell'amplificatore.

2. - TEORIA DELL'OVERSHOOT (SOVRAELONGAZIONE)

Gli amplificatori video fanno largo uso di condensatori, sia nei circuiti di accoppiamento, sia come by-pass. L'ideale, per non provocare distorsione, sarebbe che i condensatori rappresentassero un vero corto circuito per tutte le frequenze, salvo la frequenza zero (fanno eccezione i casi di circuiti di correzione della risposta, per i quali i condensatori devono essere un corto circuito da una certa frequenza in su, mentre devono presentare notevole rattanza per le frequenze inferiori a detta frequenza).

Ciò richiede che la tensione e la carica alle armature di un condensatore rimangono costanti indipendentemente dai segnali. Per contro tutte le tensioni di segnale tendono a caricare o a scaricare il condensatore; ogni impulso comporta una piccola variazione della carica di ciascun condensatore. Passato che sia l'impulso del segnale applicato, ciascun condensatore tende a riportare se stesso alla sua carica normale esistente prima della perturbazione provocata dall'impulso all'ingresso; si producono allora fenomeni transitori, che appaiono come segnali spuri successivi all'impulso.

Questi segnali spuri sono ascrivibili a sovraelongazioni, o overshoot, di bassa frequenza, perchè sono conseguenze della scarsa risposta alle basse frequenze dell'amplificatore, sarebbe a dire del fatto che i condensatori non hanno impedenza nulla alle basse frequenze.

Per gli amplificatori a grande campo dinamico, questo pone il principale problema proprio negli overshoot. L'entità dell'overshoot deve essere grandemente attenuata, infatti se anche si riducesse all'1% di un segnale forte di ingresso pari ad es. a 1 volt (segnale che produce l'overshoot), si avrebbero 10 mvolt di transistorio, che sono sempre grandi rispetto ai segnali molto deboli dell'ordine di 1 m volt, ai quali l'amplificatore è chiamato a rispondere, data appunto la vastità della dinamica. Per indurre l'overshoot dovuto al segnale di 1 volt, a essere 10 μV occorre attenuare il segnale nel rapporto di 10^{-5}.

Si vede da queste cifre l'importanza del controllo dell'overshoot; l'argomento deve essere intimamente analizzato cominciando dal modo con cui si produce l'overshoot.

2.1. - Generazione degli overshoot

Un circuito di accoppiamento a resistenza e capacità semplificato è rappresentato in fig. 1. Questo semplice circuito è per lo più sottovalutato e si considera il suo comportamento ovvio e del tutto evidente. Così non è, prova ne sia che pochi tecnici sono in grado di spiegarne il funzionamento e soprattutto di determinare le forme d'onda ai capi di R_2 e di C quando all'ingresso tra i morsetti 1-2 sia applicato un impulso rettangolare o una serie di tali impulsi.

Se non si ha segnale di ingresso, non vi è passaggio di corrente, né carica alle armature del condensatore. Applicando ai morsetti di entrata 1-2 un impulso

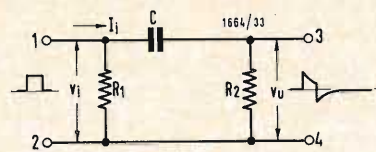



Fig. 1 - Circuito di accoppiamento a resistenza e capacità.

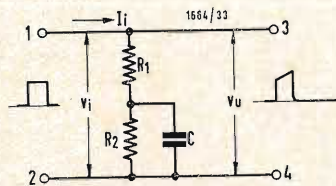



Fig. 2 - Circuito di disaccoppiamento.

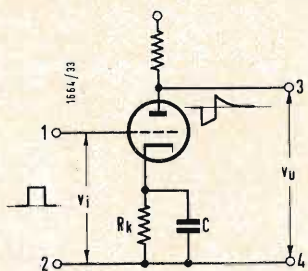



Fig. 3 - Circuito di by-pass catodico.

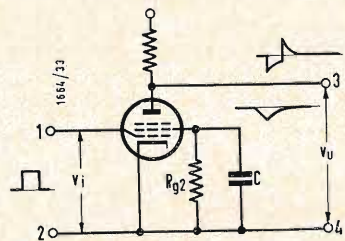



Fig. 4 - Circuito di by-pass di griglia schermo.

rettangolare di corrente I_i, all'istante di applicazione del fronte saliente il condensatore si comporta come un corto circuito; le tensioni ai capi di R_1 e R_2 sono uguali, poichè R_1 e R_2 risultano in parallelo; il loro valore comune è:

$$V_i = V_u = I_i \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \quad (1)$$

Per il tempo in cui persiste l'impulso rettangolare all'entrata, il condensatore acquista una carica crescente attraverso a R_1 e R_2 in serie. Se il segnale persiste indefinitamente si raggiunge un regime permanente per il quale tutta la corrente scorre solo attraverso R_1, ai capi di questa si localizza la tensione $R_1 I_i$, il condensatore è completamente caricato colla stessa tensione $R_1 I_i$, per cui ai capi di R_2, cioè ai terminali di uscita 3-4, si ha tensione zero. La carica di C avviene con velocità dipendente dalla costante di tempo $(R_1 + R_2)C$. Scrivendo che la tensione di ingresso deve in ogni istante fare equilibrio alle tensioni v_c e v_R rispettivamente ai capi di C e di R_2, e risolvendo la relativa equazione differenziale di 1° ordine, si trova, per la v_c, la seguente espressione:

$$v_c = R_1 I_i \left(1 - \exp \frac{-\tau}{(R_1 + R_2)C}\right) \quad (2)$$

equazione della tensione v_c ai capi di C alla carica, dove τ è la durata dell'impulso applicato. Se τ è piccola rispetto alla costante di tempo del circuito, la v_c alla fine dell'impulso vale approssimativamente:

$$v_c \cong R_1 I_i \frac{\tau}{(R_1 - R_2)C}. \quad (3)$$

Finito l'impulso la corrente in circuito cessa bruscamente, la tensione ai capi di C ha il valore dato dalla (3). Successivamente C si scarica, funziona da generatore che alimenta R_1 e R_2 in serie, per cui le tensioni v_{R1} e v_{R2} hanno per somma v_c e valori direttamente proporzionali a R_1 e R_2 rispettivamente. La tensione di uscita vale:

$$v_{R2} = v_c \frac{R_2}{R_1 + R_2} = R_1 I_i \frac{\tau}{(R_1 + R_2)\, C} \cdot \frac{R_2}{(R_1 + R_2)}. \quad (4)$$

La (4) dice che il segnale all'uscita è diverso da quello di entrata, cioè quest'ultimo ha subito un'alterazione. Si definisce *overshoot frazionale* il rapporto v_R / v_i:

$$a = \frac{R_1 R_2 I_i}{(R_1 + R_2)} \cdot \frac{\tau}{(R_1 + R_2)\, C} \cdot \frac{R_1 + R_2}{I_i R_1 R_2} = \frac{\tau}{(R_1 + R_2)\, C}. \quad (5)$$

Questo overshoot tende esponenzialmente a zero secondo la costante di tempo $(R_1 + R_2)C$.

In un amplificatore a R, C, la resistenza R_1 è generalmente la resistenza di carico di pacca di uno stadio, mentre R_2 è la resistenza di fuga di griglia dello stadio successivo. Normalmente si da a R_2 il valore più alto possibile per ridurre al minimo l'overshoot frazionale senza influenzare le altre caratteristiche dell'amplificatore, che sono controllate dalla resistenza di carico anodico. Ma se vi è corrente di griglia questo procedimento è dannoso. Per indagare questo fatto facciamo l'ipotesi che lo spazio griglia-catodo (o massa) rappresenti un corto circuito quando la griglia è resa positiva, mentre equivalga ad un circuito aperto (resistenza infinita) quando la griglia è resa negativa rispetto al catodo. In queste condizioni, quando persiste l'impulso di segnale, R_2 è zero, la (3) fornisce:

$$v_c \cong \frac{I_i \tau}{C}. \quad (6)$$

Alla fine dell'impulso, la resistenza griglia-catodo è infinita e la R_2 ha il suo valore nominale non avendo in parallelo nessun'altra resistenza; allora l'ampiezza dell'overshoot vale:

$$v = _{R2} \frac{R_2 I_a \tau}{(R_1 + R_2)C} \quad (7)$$

l'overshoot frazionale vale:

$$a = \frac{\tau}{R_1 C} \quad (8)$$

cioè ha il valore corrispondente al caso di $R_2 = 0$. La costante di tempo di discesa è $(R_1 + R_2)\, C$. Perciò non ha senso pensare che sia R_1 piccola e R_2 grande, quando scorre corrente di griglia. L'overshoot frazionale è grande, perchè la resistenza di griglia non ha effetto, mentre il ricupero è molto lento perchè in questo tempo entra in gioco la resistenza di griglia.

Quanto si è ora affermato è valido tanto se la R_1 intesa come resistenza di placca di uno stadio amplificatore, sia collegata a massa, come se sia collegata al + dell'alimentatore; infatti tale punto, è un punto di tensione alternativa zero, cioè è un punto di massa per i segnali; la somma della tensione continua di alimentazione alle componenti alternative non provoca alterazioni su quest'ultime.

Le fig. 2, 3, 4 mostrano circuiti di disaccoppiamento, di by-pass catodico, di by-pass di griglia schermo rispettivamente, mentre la tabella 1 riassume i risultati dei calcoli relativi; essa fornisce per i circuiti di fig. 1, 2, 3, 4 le formule per il calcolo dell'overshoot frazionale e della costante di tempo di recupero:

Circuito	Overshoot frazionale ($\tau \ll T$)	Costante di tempo di recupero T
Accoppiamento (fig. 1)	$\dfrac{\tau}{(R_1 + R_2)\, C} = \dfrac{\tau}{T}$	$(R_1 + R_2)\, C$
Disaccoppiamento (fig. 2)	$\dfrac{\tau}{R_1\, C} = \dfrac{R_2\, \tau}{R_1\, T}$	$R_2\, C$
By-pass di catodo (fig. 3)	$\dfrac{g_m\, \tau}{C}$	$\dfrac{C}{g_m + \dfrac{1}{R_k}}$
By-pass di griglia schermo (fig. 4)	$\dfrac{\tau}{T}$	$\dfrac{R_{g2}\, r_{g2}\, C}{R_{g2} + r_{g2}}$

In queste formule i simboli hanno i seguenti significati: R_1, R_2, R_k, R_{g2}, C, v, fig. 1, 2, 3, 4.

g_m = conduttanza mutua del tubo amplificatore;

r_g = resistenza interna schermo-catodo del tubo amplificatore;

τ = durata dell'impulso rettangolare applicato ai morsetti di entrata 1-2, deve essere $\tau \ll T$, perchè le formule siano valide;

T = costante di tempo del circuito.

2.2. - Overshoot di circuiti in cascata

Ogni circuito contenente un condensatore produce un overshoot. Si deve perciò indagare quale sarà l'overshoot risultante di molti circuiti in cascata. Si alimenti il circuito di accoppiamento di fig. 1 con un impulso ricavato all'uscita di un precedente circuito uguale a quello di fig. 1; in altre parole si applichi un segnale già contenente l'overshoot provocato da un primo circuito di accoppiamento simile a quello in considerazione 2° circuito. Tale segnale v_{R1} è rappresentato in fig. 5*a*; la fig. 5*b* rappresenta la tensione v_c ai capi del condensatore C del secondo circuito; infine in fig. 5*c* è rappresentato il segnale di uscita dal 2° circuito, cioè la forma d'onda della tensione ai capi di R_2, cioè $v_{R2} = v_{R1} - v_c$; quest'ultima presenta dei valori positivi dopo una parte del tempo di recupero, precisamente a cominciare dall'istante t_1 per il quale la curva attraversa l'asse zero.

Per la durata dell'impulso v_{R1} l'effetto sul 2° circuito è simile a quello di un impulso piatto, salvo che la carica acquisita da C è leggermente minore, a motivo della caduta presentata in tale periodo di tempo dal segnale di entrata. L'entità di questo fenomeno è secondario e può essere trascurata. Ciò significa che per tutta la durata dell'impulso i segnali di fig. 1*a* e 1*c* hanno praticamente la stessa forma. Allora il valore di v_c alla fine dell'impulso è calcolabile con la (3).

Al verificarsi del fronte discendente di v_{R1}, la corrente non cade a zero, come nel caso di impulso rettangolare, ma si inverte ed assume il valore negativo dell'overshoot prodotto dal primo circuito. Questa corrente provoca una tensione di uscita che ha lo stesso valore percentuale dell'overshoot di entrata (vedi fig. 5*a*).

Sommando a questa tensione quella alle armature del condensatore (v. fig. 5*b*), si genera un overshoot di ampiezza uguale alla somma algebrica dell'overshoot originale e di quello che verrebbe prodotto dal 2° circuito, se non esistesse il primo overshoot. La curva di recupero di questo doppio overshoot è assai più complessa di quella relativa a un solo circuito. Il condensatore segue più lentamente il brusco cambiamento di segno del segnale applicato; C si scarica

Fig. 5 - Forma d'onda prodotta da due circuiti di accoppiamento in cascata. *a*) segnale prodotto dal 1° circuito e applicato all'entrata del 2°; *b*) forma d'onda ai capi del condensatore e del 2° circuito; *c*) segnale in uscita dal 2° circuito.

Fig. 6 - Forma d'onda all'uscita di una catena di circuiti di accoppiamento in cascata. Si ha un attraversamento dell'asse zero per ogni circuito di accoppiamento.

dapprima, poi si carica in senso opposto, passando per il punto di tensione di uscita nulla (attraversamento dell'asse del tempo), dove la v_c eguaglia la tensione di entrata; si perviene così alla forma d'onda finale di fig. 5*c*. Il punto *P* di incrocio della curva risultante colla linea di base, viene raggiunto perchè il segnale di entrata diminuisce esponenzialmente, mentre la tensione al condensatore va crescendo; poi *C* si scarica mantenendo la tensione ai suoi capi sempre superiore al segnale di entrata. La scarica provoca un overshoot secondario, durante il quale la tensione raggiunge un massimo positivo, poi cade esponenzialmente a zero (v. fig. 5*c*). Tutti gli altri eventuali successivi condensatori aggiungono ciascuno un overshoot. La forma d'onda all'uscita da una catena di circuiti di accoppiamento ha l'andamento di fig. 6.

Quanto si è ora detto dà una buona idea qualitativa dell'oversboot secondario, ma per ricavare un'informazione quantitativa relativamente alla sua ampiezza e alla sua durata, occorre una ulteriore analisi del fenomeno.

Consideriamo di nuovo il circuito di fig. 1 e poniamo:

v_2 = tensione di uscita

i_1 = corrente di entrata

T = costate di tempo $(R_1 + R_2)C$

L'equazione differenziale che lo governa è la seguente:

$$\frac{dv_2}{dt} + \frac{v_2}{T} = \frac{R_1 R_2}{(R_1 + R_2)} \frac{di}{dt} \tag{9}$$

la cui soluzione è del tipo:

$$v_2 = A\, e^{-t/T} + \frac{R_1 R_2}{(R_1 + R_2)}\, e^{-t/T} \int \frac{di_1}{dt}\, e^{t/T}\, dt \tag{10}$$

dove *A* è la costante di integrazione.

Se i_1 è il risultato di *m* overshcot prodotti da *m* stadi precedenti, la i_1 può essere considerata come la somma di termine esponenziali, che rappresentano altrettanti overshoot. È allora lecita la seguente posizione:

$$i_1 = \sum_{1}^{m}{}_j\, I_j \exp\left(-\frac{t}{T_j}\right), \tag{11}$$

dove T_j è la costante di tempo del circuito jesimo supponendo che i T_j siano tutti differenti tra loro.

Introducendo la (11) nella (10), si ottiene:

$$v_2 = A\, e^{-\frac{t}{T}} + \sum_{1}^{m}{}_j - \frac{R_1 R_2}{(R_1 + R_2)} \frac{I_j}{T_j}\, e^{-\frac{t}{T_j}} \int e^{\frac{t}{T} - \frac{t}{T_j}} dt =$$

$$= A\, e^{-\frac{t}{T}} + \sum_{1}^{m}{}_j \frac{V_j}{1 - \dfrac{T_j}{T}}\, e^{-\frac{t}{T_j}} \qquad \text{(valida per } T_j \neq T), \tag{12}$$

in cui si è posto:

$$V_j = \frac{R_1 R_2 I_j}{(R_1 + R_2)} = \text{tensione di uscita}$$

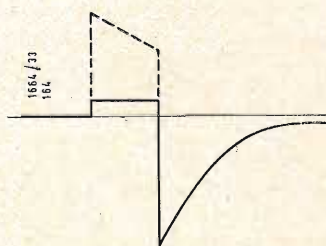
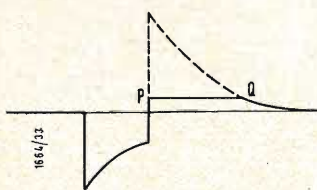
che si produrrebbe con un segnale d'entrata I_j, se si trascurasse l'effetto di *C*. Se alcuni T_j sono uguali, nelle espressioni di i_1 e di v_2 compaiono termini del tipo $\left(\frac{t}{T_j}\right)^k \exp\left(-\frac{t}{T_j}\right)$

Se alcuni T_j sono uguali al *T* del circuito considerato (successivo agli *j* circuiti considerati precedenti), i suddetti termini assumono l'espressione

$$\left(\frac{t}{T}\right)^k \exp -\frac{t}{T_j}.$$

I valori di questi termini si possono determinare valendosi della (10).

Facciamo grazia dei complessi sviluppi algebrici relativi, e diamo più sotto i risultati dell'analisi.

Si consideri ora il caso generale di un amplificatore che abbia, oltre al circuito in considerazione (di costante di tempo *T* senza indice), *r* circuiti aventi costante di tempo *T* uguale a quella del circuito in esame, ed *s* circuiti di costante di tempo T_j; T_j può assumere *m* diversi valori; vi siano inoltre n_j circuiti per ciascun valore di T_j. Allora $s = \sum_{1}^{m}{}_j\, n_j$ ed il numero totale dei circuiti precedenti quello considerato, risulta $r + \sum_{1}^{m}{}_j\, n_j$.

In conseguenza:

$$i_1 = \sum_{0}^{l-1}{}_k\, I_k \left(\frac{t}{T}\right)^k e^{-\frac{t}{T}} + \sum_{1}^{m}{}_j \sum_{0}^{nj-1}{}_k\, I_{jk} \left(\frac{t}{T_j}\right)^k e^{-\frac{t}{T}} \tag{13-a}$$

e l'espressione della tensione finale di uscita è:

$$v_2 = A\, e^{-\frac{t}{T}} + \sum_{0}^{l-1}{}_k\, V_k \left(\frac{t}{T}\right)^k e^{-\frac{t}{T}} + \sum_{1}^{m}{}_j \sum_{0}^{mj-1}{}_k\, V_{jk} e^{-\frac{t}{T_j}} \left[\frac{\left(\frac{t}{T_j}\right)^k}{\left(1 - \frac{T}{T_j}\right)} - \frac{1}{\left(1 - \frac{T_j}{T}\right)} \sum_{1}^{k}{}_i \frac{k!\left(\frac{T}{T_j}\right)^{k-1}}{(k-1)!\left(1 - \frac{T}{T_j}\right)^{i-1}} \right] \tag{13b}$$

avendo posto:

$$V_k = I_k \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \qquad \text{e} \qquad V_{jk} = I_{jk} \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

Si vede come il semplice circuito *R*, *C* di fig. 1 non sia altrettanto semplice da analizzare, portando il suo studio ad un'equazione molto complicata, che non è certamente di uso pratico per il progetto degli amplificatori. Se in questi si trascura la presenza di costanti di tempo uguali, e si usa la (12), più semplice della (13), si commette un errore che in generale non è sufficiente ad alterare l'ordine di grandezza dell'overshoot. Per questa ragione si ricorre generalmente alla (12) per calcoli di prima approssimazione.

L'esame della (12) assicura che un overshot applicato ai morsetti di entrata, appare all'uscita modificato in ampiezza secondo il fattore $(1 - T_j/T)^{-1}$, ma con l'esponente invariato. Vi si somma un termine corrispondente all'overshoot che verrebbe prodotto dal particolare circuito di accoppiamento sotto esame, se non vi fossero gli altri overshoot.

L'ampiezza di questo termine dipende dal valore iniziale dell'oversboot. Poichè quest'ultimo, come si è dimostrato, è la somma dei singoli overshoot, ciascuno agente indipendentemente dagli altri, si può calcolare facilmente il valore di A, che compare nella (12). Usando questo metodo di analisi diventa semplice tracciare tutti gli overshoot attraverso un amplificatore. Passando per ogni successivo circuito di accoppiamento, un overshoot di data costante di tempo, subisce una variazione di ampiezza secondo il fattore già ricordato $(1 - T_j/T)$. Se la costante di tempo *T* del circuito è molto maggiore della costante di tempo T_j dell'overshoot, $(1 - T_j/T)$ è prossimo all'unità, e questo circuito lascia praticamente invariata l'ampiezza dell'overshoot.

Questa conclusione è logica, perchè la carica del condesatore non può variare apprezzabilmente durante un tempo breve rispetto alla costante di tempo del circuito. Per contro se è $T \ll T_j$, il fattore $(1 - T_j/T)$ è quasi uguale a T_j/T; allora un lungo overshoot viene ridotto in ampiezza da un accoppiamento avente breve costante di tempo, secondo un fattore uguale al rapporto delle costanti di tempo in gioco.

Conseguentemente, il segno viene cambiato, facendo sì che l'overshoot a lunga costante di tempo si porti al di sopra della linea di base. Gli overshoot secondario e di ordine superiore sono dovuti a questo cambiamento di segno. Se *T* è quasi uguale a T_j, l'ampiezza dell'overshoot assume valori molto grandi. Per soddisfare alle condizioni iniziali, *A* è grande e di segno opposto all'ampiezza dell'overshoot. Essendo *T* prossimo a T_j, gli esponenti di questi termini sono quasi uguali per piccoli valori di t/T; in conseguenza i due termini principali quasi si elidono. Per evitare di dover fare la differenza fra due grandi termini quasi uguali, si può ottenere una buona approssimazione, nell'ipotesi di piccoli valori del rapporto t/T, assumendo $T = T_j$.

2.3. - Effetti non lineari

La non linearità comporta limitazioni; è proprio l'effetto di queste limitazioni che si deve ora considerare nei casi nei quali gli stadi dell'amplificatore siano sovrapilotati; per il resto vale qui la teoria dell'overshoot prevista dall'ordinaria analisi del circuito non lineare. Il primo effetto di limitazione è il taglio della sommità dell'impulso, come mostra la fig. 7, esso comporta una forte riduzione di ampiezza. Quando interviene questa limitazione non è più chiara la locuzione « overshoot frazionale » prima introdotta nell'analisi che prece-

Fig. 7 - Limitazione che taglia la sommità dell'impulso.

Fig. 8 - Limitazione di un overshoot.

de. Infatti questo termine è stato definito in relazione all'ampiezza del segnale al punto in cui si produce l'overshoot. Per chiarire la questione si pensi che un overshoot dell'1% prodotto senza limitazione appare ai terminali di uscita dell'amplificatore maggiore di un overshoot del 10% prodotto dopo che la limitazione abbia ridotto l'ampiezza del segnale al di sotto di 1/10 del valore originale. Allora il concetto di overshoot frazionale è sempre utile nei calcoli relativi a un circuito singolo, ma per combinare gli effetti di molti circuiti conviene convertire l'overshoot frazionale in valore assoluti esprimibili in volt.

Dopo di che non vi sono difficoltà a continuare a usare i metodi richiamati sopra. L'andamento della sommità dell'impulso dipende dalle modalità con le quali si è prodotta la limitazione nel pilotare la griglia del tubo amplificatore o in senso negativo oltre l'interdizione, o in senso positivo fino ad avere corrente di griglia. Il caso di sommità piana indicato in fig. 7 corrisponde alla condizione di tubo polarizzato oltre l'interdizione, perchè le variazioni della tensione di griglia al di sotto dell'interdizione non possono avere effetto sulla corrente anodica. Se la limitazione invece è causata dal pilotaggio positivo della griglia, un incremento della tensione di griglia provoca un aumento della corrente di placca, anche se si richiede notevole potenza dal generatore, che alimenta lo stadio.

La sommità di un impulso limitato dalla corrente di griglia ha una pendenza diversa da zero, per quanto di molto inferiore alla pendenza dell'impulso di entrata.

L'equazione (13) rimane valida senza riserve fintanto che sia il solo impulso a venir tagliato, e non l'overshoot. La limitazione influenza solo il coefficiente A, che deve essere determinato per porre le condizioni iniziali modificate in seguito all'amputazione dell'impulso. In molti casi si mantiene l'ampiezza dell'impulso così bassa che non può venir tagliata. La fig. 8 rappresenta invece un caso in cui la limitazione avviene; per essa è applicabile la (13), ma si deve fare eccezione per la discontinuità. La porzione limitata compresa tra i punti P e Q dell'overshoot si può considerare come un overshoot isolato aven te una costante di tempo infinita. La costante A della (13) si può determinare con le condizioni iniziali corrispondenti al punto P in fig. 8 La porzione di overshoot, che segue il punto Q è la stessa che si avrebbe in assenza di limitazione, salvo che si deve adottare un nuovo valore della costante A della (13), valore determinato dalle condizioni al punto Q. *(continua)*

Ricerche sulla struttura elettronica dei metalli di transizione

Presso il Laboratorio di fisica dello stato solido del C.I.S.E., di Milano, allo scopo di studiare la struttura elettronica dei metalli di transizione è stata calcolata la curva di densità degli stati $g(E)$ per la banda $3d$ del Cr con l'approssimazione del tight binding, tenendo conto dapprima dell'interazione tra atomi primi vicini e successivamente anche di quella tra secondi vicini.

Collateralmente per mezzo della teoria dei gruppi è stata eseguita un'analisi dei livelli elettronici e delle autofunzioni relativi a punti particolari delle zone di Brillouin. Si è così trovato oltre a una diversa distribuzione spaziale, un carattere di legame e di antilegame per le autofunzioni relative a livelli rispettivamente a bassa e ad alta energia delle bande.

Un confronto con altri risultati teorici consente di affermare che i dettagli del potenziale scelto non influenzano l'andamento generale delle curve $g(E)$. È molto soddisfacente il confronto con i risultati sperimentali in particolare quelli relativi al calore specifico, alla suscettività magnetica e al potere termoelettrico.

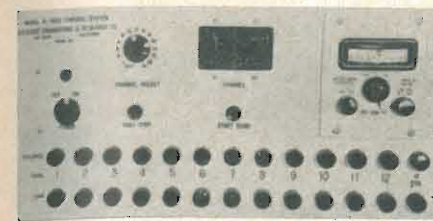
Sono attualmente in programma determinazioni sperimentali di potere termoelettrico sul Ni e su altri metalli ferromagnetici per mettere in rilievo il diverso comportamento di questi materiali al di sopra del punto di transizione magnetica in relazione alle due teorie avanzate per tali materiali: il meccanismo di scattering *s-d* proposto da Mott e l'interazione di scambio tra portatori di corrente e spin atomici avanzata da Friedel.

Il potere termoelettrico S di tali materiali, secondo la teoria a bande [1] risulta infatti legato alla densità di stati $g(E)$ al livello di Fermi, essendo

$$S \div T \left[\frac{1}{g(E)} \quad \frac{dg(E)}{d\,E} \right] E = E_F$$

dove E_F è l'energia al livello di Fermi.

La determinazione del potere termoelettrico in funzione della temperatura può quindi fornire, analogamente ad altre proprietà come il calore specifico elettronico e la suscettività paramagnetica, utili informazioni sulla curva densità degli stati. *(i.s.)*

(1) V. N. F. MOTT e H. JONES, *The Theory of the Properties of Metals and Alloys.* Oxford University Press, 1936, Cap. VII.

La CRESCENT ENGINEERING & RESEARCH Co., presenta sul mercato americano una apparecchiatura mediante la quale è possibile la lettura successiva ed automatica attraverso 12 trasduttori di altrettanti fenomeni remoti.
Notizie di tale apparecchiatura possono essere ottenute dalla Agenzia italiana della SYLVAN GINSBURY LTD., Milano.

Due nuovi adattori per tester SIMPSON 260, sono apparsi recentemente in commercio. Essi sono l'amperometro c.c. modello 661 e il milliohmmetro modello 657. Possono essere usati, tanto con i tester della serie 260, quanto con i tester della serie 270. Il primo adattatore estende le portate fondamentali del tester fino a 25 A e il secondo consente misure di resistenze fino a un milliohm.

Forti campi magnetici segnalati dall'«Explorer X»

Campi magnetici più intensi del previsto sono stati individuati dagli strumenti del satellite artificiale «Explorer X », lanciato il 25 marzo lungo un'orbita terrestre molto eccentrica, ad una distanza di circa 180.000 chilometri dalla Terra. Il satellite, che pesa 35,38 chili, è stato lanciato da Capo Canaveral (Florida) con un vettore a tre stati « Thor-Delta » ed è entrato in orbita sei minuti più tardi ad una velocità di 39.100 chilometri orari e a 185 chilometri dalla Terra.

Le batterie chimiche che alimentavano gli strumenti di bordo si sono esaurite 60 ore dopo il lancio, consentendo la misurazione e la segnalazione dei dati alle stazioni terrestri secondo il programma.

L'« Explorer X » ha completato il primo giro intorno alla Terra in un giorno e mezzo, portandosi sino a 180.000 chilometri di distanza in corrispondenza del punto più lontano (o apogeo).

Il nuovo satellite ha una forma cilindrica. Dal corpo principale escono 4 antenne ed una sfera sostenuta da un supporto tronco-conico.

L'esperimento mira a determinare con maggiore precisione la natura dell'interazione dei campi magnetici e delle radiazioni corpuscolari solari. Si prevede che questo sforzo porterà ad una maggiore comprensione dei fenomeni che interessano l'ambiente terrestre.

Il carico utile del satellite comprende un magnetometro a vapori di rubidio, due magnetometri per la misurazione dell'intensità dei campi, una sonda del plasma e un rilevatore dell'orientamento del satellite rispetto alla Terra.

Il magnetometro a vapori di rubidio è uno strumento relativamente nuovo, dato che la sua realizzazione risale a circa due anni or sono. Esso è in grado di misurare intensità di campi magnetici da 0,01 a 7.000 gamma e può essere considerato uno strumento assoluto, in quanto le sue misurazioni dipendono soltanto da costanti fisse.

I due magnetometri o rivelatori statici dell'intensità del campo magnetico sono molto più sensibili di quelli utilizzati sinora nei sondaggi spaziali. Oltre a misurare i campi magnetici da 0,5 a 25 gamma, i due apparecchi sono stati utilizzati nella determinazione della direzione dei campi più deboli.

La sonda del plasma è servita a misurare la densità, la direzione e la velocità del plasma interplanetario. Le informazioni raccolte dallo strumento, destinato soprattutto ad avvertire i protoni o particelle positive, permetteranno di risolvere diverse incognite di natura fondamentale sulla magnetofluidodinamica. *(u.s.)*

Presentata una nuova immagine del nucleo dell'atomo

Tre scienziati nucleari — due americani ed uno olandese — hanno fornito nel corso di un convegno dell'Associazione Americana di Fisica (APS) una più fedele immagine del nucleo atomico, alla luce delle ultime scoperte e dei risultati degli studi compiuti, specialmente alla Stanford University, negli Stati Uniti.

La più recente immagine del nucleo dell'atomo concorda con la teoria riconosciuta dell'elettrodinamica quantistica e riordina il moderno concetto di nucleo. Contrariamente all'evoluzione delle ricerche di fisica nucleare dopo la seconda guerra mondiale per effetto della scoperta di sempre più numerose suddivisioni nel neutrone e nel protone, nei nuovi studi si tende piuttosto ad attenersi all'ipotesi secondo cui il neutrone non è che l'« immagine speculare » del protone e che le due particelle fondamentali del nucleo atomico non sono altro che aspetti diversi di una stessa entità, ossia del nucleone.

Il prof. Robert Hofstadter, della Stanford University, il dr. Conrad de Vries, dell'Istituto di Studi Nucleari di Amsterdam, attualmente alla Stanford, e il dr. Robert Sherman, dei Laboratori Ricerche della General Motors Corporation, hanno illustrato diffusamente a 2.000 scienziati nucleari, convenuti a Washington per la riunione dell'APS, una relazione sulla struttura del nucleo atomico.

Essi hanno dichiarato, tra l'altro, che l'unica differenza tra il protone ed il neutrone è nello « spin isotopico » sulla vibrazione, che può essere paragonato con il comportamento di un magnete nel campo magnetico di un altro. Mentre lo « spin » conferisce al protone una forte carica elettrica positiva, il neutrone è del tutto privo di carica.

Questo sorprendente fenomeno va attribuito al fatto che il protone contiene soltanto una carica positiva, mentre il neutrone contiene equamente ripartite cariche positive e negative che si elidono a vicenda. Le due particelle nucleari sono composte da mesoni, costituenti la cosiddetta « colla » che tiene unito il nucleo dell'atomo.

I tre scienziati hanno scoperto che ogni particella ha un nucleo mesonico puntiforme molto denso circondato da due « nubi Yukawa » di mesoni (così denominate dal celebre fisico giapponese Hideki Yukawa che ne intuì l'esistenza). Per diversi aspetti, la struttura di queste nubi di mesoni si avvicina a quella dello stesso atomo, secondo quanto ha rivelato il prof. Hofstadter. Analogamente alle « conchiglie » o nubi concentriche di elettroni in movimento che circondano il nucleo atomico, le nubi di mesoni in movimento avvolgono il nocciolo del neutrone e del protone.

A titolo di esemplificazione, il prof. Hofstadter ha dichiarato che le dimensioni

La polizia della città di Londra ha iniziato l'impiego di ricetrasmettitori portatili, completamente transistorizzati, che per le dimensioni e il peso possono essere comodamente contenuti in una tasca della divisa. La loro portata (attorno ai 3 km) assicura il collegamento entro zone relativamente ridotte, ma più che sufficienti per le esigenze del servizio. Tali ricetrasmettitori sono costruiti dalla Cossor Communication Co. Ltd.

del nocciolo dei protoni e dei neutroni non superano 2 milionesimi di millimicron (misura che a sua volta indica la milionesima parte di un millimetro).
I tre scienziati hanno misurato accuratamente anche la distribuzione del magnetismo nel neutrone e nel protone. Le due particelle sono risultate all'incirca identiche come dimensioni magnetiche. In precedenza i fisici non riuscirono a conciliare questo dato di fatto con l'apparente differenza tra l'entità delle cariche elettriche delle due particelle, dimostrata da Enrico Fermi, Isidor Rabi ed altri. E fu, appunto, questa contraddizione che fece insorgere i primi dubbi sulla validità della teoria elettrodinamica dei quanti.
« Se i nostri risultati sono corretti — ha concluso il prof. Hofstadter — la struttura del protone e del neutrone è molto più semplice di quanto prevedemmo ». (*u.s.*)

Di origine terrestre le particelle della Van Allen

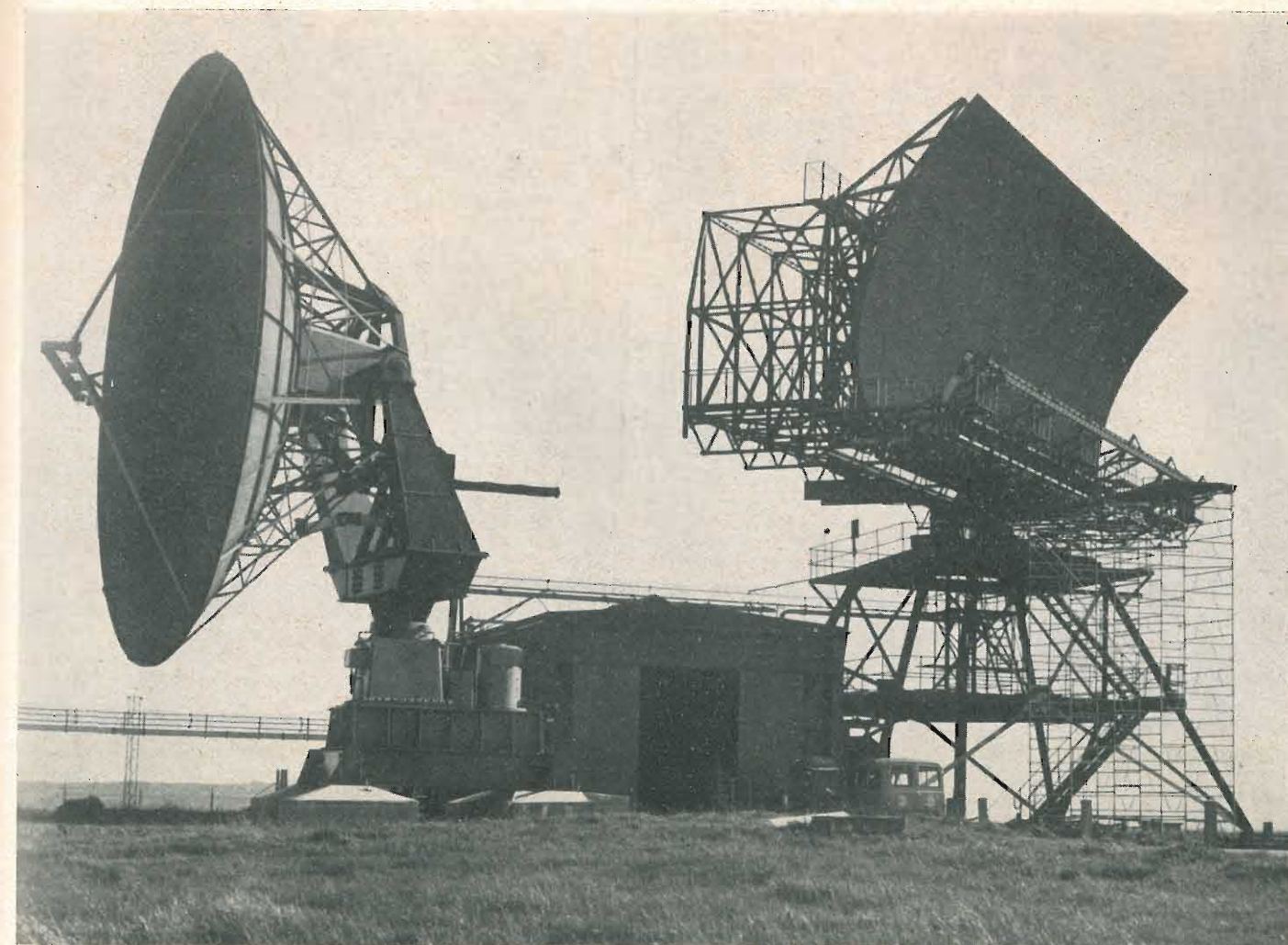
Il fisico del Laboratorio Radiazioni « Ernest O. Lawrence » dr. Wilmot N. Hess ritiene che le particelle di cui sono costituite entrambe le fasce di radiazioni Van Allen siano di origine terrestre.
Questa nuova ipotesi contrasta con quella che fu affacciata all'indomani della scoperta, ad opera degli strumenti della sonda interplanetaria statunitense « Pioneer III », della seconda delle due fasce di radiazioni che avvolgono la Terra. Fu allora che gli scienziati prospettarono la possibilità che vi fossero due fonti diverse, una per ogni fascia. (*u.s.*)

Da Radio Balboa l'ora esatta con un orologio atomico

Un nuovo orologio atomico, che segna il tempo con una precisione dieci volte superiore a quella di qualsiasi altro metodo adoperato nella misura di pesi e distanze, è stato realizzato dall'Osservatorio Navale di Washington, cui spetta il compito di provvedere al « cronometraggio » ufficiale negli Stati Uniti.
L'estrema precisione dell'orologio è ottenuta mediante l'impiego, come organo regolatore, di atomi di cesio, che vibrano immutabilmente, giorno su giorno, anno su anno, al ritmo di 9.192.613.770 cicli al secondo.
Questo ritmo costante di vibrazioni atomiche è adoperato per controllare i segnali orari trasmessi per 24 ore al giorno dalla stazione radio della Marina statunitense a Balboa.
La precisione del segnale emesso dalla stazione è stata confermata da un'indagine della Marina in base ai rapporti pervenuti da laboratori canadesi, francesi, inglesi, svizzeri e statunitensi. L'indagine ha permesso di appurare che i segnali della stazione restano costanti con una percentuale di una parte su 10 miliardi; la variazione, cioè, non supera un centesimo di secondo in tre anni.
Con segnali del genere, gli scienziati potranno disporre di una maggiore precisione nel rilevamento dei satelliti artificiali terrestri e nelle radiotelecomunicazioni. (*u.s.*)

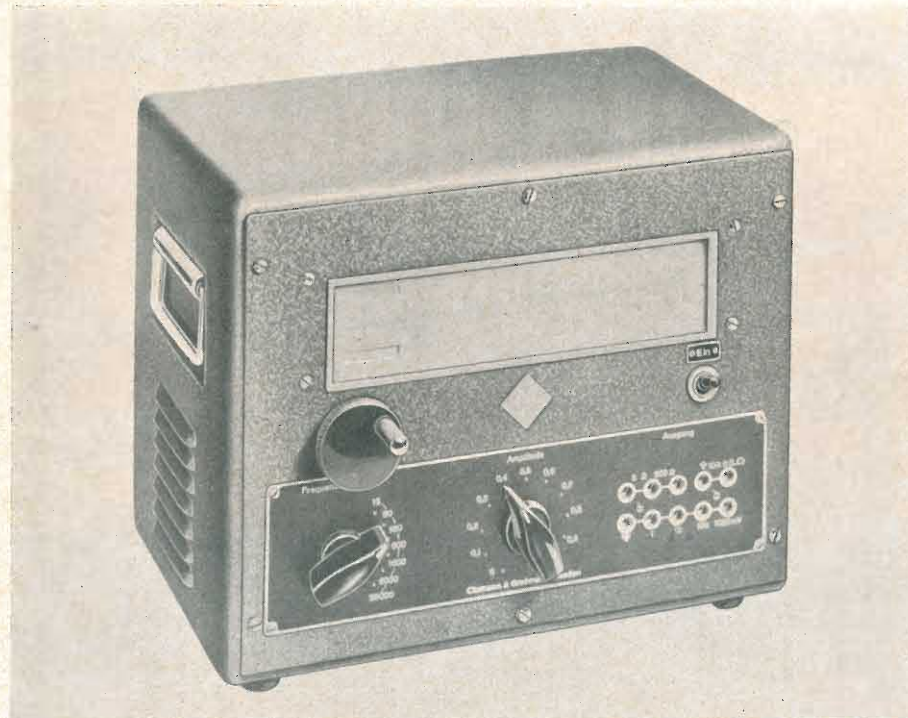
In funzione sull'« Explorer XI » un radiotelescopio

L'Ente Nazionale Aeronautico e Spaziale (NASA) ha annunciato che il radiotelescopio per i raggi cosmici installato a bordo del nuovo satellite artificiale terrestre « Explorer XI » funziona secondo le previsioni.
Il satellite si capovolge 10 volte al minuto, sì da consentire al telescopio di scandagliare un settore differente dello spazio ogni 6 secondi. L'elemento principale del radiotelescopio è costituito da un wafer di cristalli di ioduri di sodio e cesio. Ogni radiazione gamma che investe il wafer di lamine cristalline provoca l'emissione di una scarica che viene registrata da un monitor. Mediante opportune regolazioni a distanza, il telescopio può anche servire al rilevamento di altri tipi di radiazioni.
Secondo i dati più recenti, l'« Explorer XI », posto in orbita il 27 aprile con un razzo « Juno II » a quattro stadi lanciato da Cape Canaveral, impiega 108,1 minuti per completare un giro intorno alla Terra. Il satellite viaggia ad una distanza minima dalla Terra (perigeo) di 486 km e massima (apogeo) di 1.780 km.
Il nuovo satellite, il 41° sinora lanciato con successo su orbite terrestri o solari dagli Stati Uniti, pesa 42 chili e 750 grammi ed ha una forma piuttosto complessa (una cassetta ottagonale in alluminio montata su un cilindro). Quattro lati della cassetta ottagonale sono rivestiti con cellule solari, in maniera da assicurare una regolare e continua erogazione di corrente agli apparati trasmittenti. Esaurito il propellente, il quarto stadio del vettore è rimasto collegato alla base del satellite, trasformandosi in una sezione recante le quattro antenne. Con il suo peso, il quarto stadio del razzo facilita il capovolgimento del satellite. Complessivamente, il corpo artificiale in orbita è lungo 224 centimetri.
Scopo principale dell'esperimento è di individuare i raggi gamma ad alta energia provenienti da fonti cosmiche, quali la nostra galassia e quelle vicine (come le nubi magellaniche), e stabilirne la distribuzione nella volta celeste. Questa esplorazione è la prima del genere, dato che i rilevamenti coi radiotelescopi terrestri vengono disturbati dalle radiazioni esistenti nell'atmosfera terrestre.
Le radiazioni gamma hanno una natura elettromagnetica, come la luce visibile,

gli infrarossi e gli ultravioletti e i raggi X. Peraltro, le radiazioni differiscono sia nella fonte che li genera sia in lunghezza d'onda.
Le radiazioni sono un inequivocabile indizio di attività nucleari e non possono essere influenzate dal passaggio attraverso i campi magnetici, contrariamente alle particelle, come i protoni, dotate di carica elettrica. Pertanto, sarà facile individuare la loro fonte in base alla direzione dalla quale provengono. Secondo le ipotesi più aggiornate ed accreditate tra gli scienziati, rapidissime e piccolissime particelle dotate di carica (protoni), o raggi cosmici primari, bombardano l'aria all'esterno dell'atmosfera terrestre. Il campo magnetico della Terra deflette i protoni e li disperde nella regione superiore dell'atmosfera, dove, reagendo con i costituenti dell'aria, i raggi cosmici primari generano le radiazioni gamma.
Studi teorici e ricerche di laboratorio hanno indotto gli scienziati a ritenere che processi analoghi possano verificarsi in settori vicini e distanti dello spazio cosmico. Ma l'atmosfera è così « rumorosa », per effetto dell'incessante creazione di raggi gamma da collisioni tra i protoni e le particelle d'aria, che l'unico sistema per risolvere definitivamente il problema è di disporre di uno strumento fuori dell'atmosfera. Sono questi i motivi che hanno indotto il NASA ad allestire il satellite « Explorer XI ».
Il telescopio del satellite ha uno scintillatore in plastica che ne copre i lati e la sommità. Entro questa sezione dello strumento è sistemato il wafer di ioduri di sodio e cesio. Un rivelatore di Cerenkov, costituito da uno strato solido di plastica trasparente collegato ad un fotomoltiplicatore, conta solo le particelle dotate di carica che giungono dall'esterno.
L'« Explorer XI » contiene due trasmittenti, una per il rilevamento e la trasmissione continua di dati (operante a 107,97 megacicli e 125 milliwatt di potenza) e l'altra per la lettura e la trasmissione istantanea dei dati registrati su nastro (108,06 mc/sec e 20-25 milliwatt). Entrambe le trasmittenti sono azionate da terra attraverso un apparato ricevente di telecomando a 10 canali. (*u.s.*)

La Marconi's Wireless Telegraph Co. Ltd. di Chefmsford si dedica attivamente allo studio di apparecchiature da usare congiuntamente a satelliti attivi e passivi. Nella foto due radar in una delle stazioni di ricerca della Marconi dove stanno conducendosi esperimenti di tracking con satelliti passivi

dott. ing. Franco Simonini

Generatore di audio frequenze GF2 Clamann & Grahnert*

La recente Fiera Campionaria di Milano ci ha consentito di gettare uno sguardo anche al materiale elettronico proveniente dalla Germania Orientale. Tra i vari strumenti visti, presentiamo questo generatore di audiofrequenze nella gamma da 16 a 25.000 Hz, le cui prestazioni possono essere considerate intermedie per le necessità dei settori civile e professionale.

1. - LE PRESTAZIONI DELLO STRUMENTO

Il GF2 della Clamann e Grahnert di Dresda è un generatore RC funzionante nel Campo da 16 a 25.000 Hz utilizzabile per:

1.1. - Misure su amplificatori di bassa frequenza

L'uscita tarata in tensione dal millivolt al volt permette di controllare l'amplificazione del complesso. Le cinque bande a disposizione in cui è suddiviso il campo di frequenze con un rapporto 1 a 5 tra frequenze minime e massime di scala permettono infatti una costanza della tensione di uscita del ± 2%.

Un basso rapporto tra frequenze di inizio e fondo scala (di solito invece si lavora con un rapporto di 1 a 10) comporta una ridotta variazione di impedenza del circuito RC responsabile della generazione della frequenza. È questo ridotto scarto della frequenza unitamente al gioco della controreazione che riduce le oscillazioni della tensione di uscita. È quindi possibile così eliminare lo strumento per il controllo della tensione di uscita ed effettuare un esame molto più rapido della linearità dell'amplificatore. Basta commutare infatti gli scatti di gamma e ruotare il variabile tenendo d'occhio solo il voltmetro collegato alla resistenza di carico in uscita dell'amplificatore.

I 5 scatti di gamma permettono anzi, con la semplice commutazione delle gamme, di avere con la massima rapidità cinque letture successive con tutto il vantaggio del funzionamento a punti.

È possibile d'altra parte realizzare anche delle misure di distorsione nell'amplificatore, dato che il generatore nella posizione di minima distorsione comporta al massimo un 0,3% di distorsione totale in tutta la banda. Si noti che i limiti cui già abbiamo accennato (± 2% di linearità di risposta e 0,3% max di distorsione) tengono conto delle condizioni limite agli estremi della gamma. Quindi in condizioni normali di lavoro (centro gamma) si può contare sull'± 1% di linearità e 0,2% di distorsione.

Comportamento quasi limite per un generatore di bassa frequenza che permette così misure fino al 0,5 ÷ 0,6% minimo di distorsione totale.

Il limite di 25.000 Hz per le frequenze superiori è comunque da preferirsi nell'analisi dei complessi di Hi-Fi rispetto ai 20.000 Hz massimi relativi ai comuni generatori di bassa frequenza.

1.2. - Misure su filtri di bassa frequenza

Sono misure sempre più comuni nel campo dell'alta fedeltà. Ma per misurare nel modo migliore un filtro occorre realizzare un buon adattamento di impedenza all'ingresso che va chiuso con un valore di impedenza corrispondente alla impedenza caratteristica del filtro stesso.

Questo adattamento deve valere naturalmente per tutte le frequenze della banda passante del filtro.

L'impedenza d'ingresso (così come naturalmente anche quella di uscita) devono mantenersi costanti nelle frequenze della banda considerata.

Il sistema migliore per realizzare questa condizione è di disporre una resistenza antiduttiva a filo (avvolgimento Ayrton-Perry o bifilare) tarata all'1% in serie ad un generatore di bassa frequenza di qualche Ω di impedenza di uscita.

Il generatore GF2 con un'uscita di 2 Ω di impedenza, permette appunto questo servizio. La tensione di uscita sarà di circa 2,0 V (1 W di potenza massima di uscita non caricata); l'adattamento di impedenza per basse impedenze di lavoro comporta 6 dB di perdita quindi in entrata al filtro si avrà al minimo circa 1W cioè un livello molto vicino ai 0 dB o 0,776 V (1 mW su 600 Ω). Livello questo normalmente adottato in pratica per l'ingresso ai filtri.

1.3. - Misura su altoparlanti

Il controllo del punto di risonanza, sulle frequenze più basse, di un altoparlante può venire realizzato alimentando l'altoparlante stesso con la corretta impedenza con almeno 0,5 W di potenza in modo da controllare l'impovviso aumento di escursione del cono che si verifica per la frequenza di risonanza.

Il generatore GF2 con la uscita a 2 Ω permette questa misura. Per le impedenze superiori ai 2 Ω è sufficiente disporre in serie al circuito di uscita una scatola di resistenze con i valori da 0 a 10 Ω.

L'impedenza di uscita di 200 Ω permette il controllo degli altoparlanti ad alta impedenza e l'alimentazione delle linee di collegamento a 200 ÷ 500 Ω degli impianti di bassa frequenza con molti altoparlanti disposti in serie parallelo o con trasformatore di adattamento di impedenza.

1.4. - Misure di impedenza

Il metodo più semplice per misurare un'impedenza consiste nel disporre il dipolo da misurare come impedenza in serie ad una scatola di resistenze.

Misurando con un voltmetro ad alta impedenza la tensione ai capi del dipolo e della scatola si può regolare il valore di quest'ultimo in modo che le due tensioni così misurate risultino eguali. In tal caso il valore letto sulla

(*) Questa casa è rappresentata in Italia dalla Ditta CELADA R. F. di Milano.

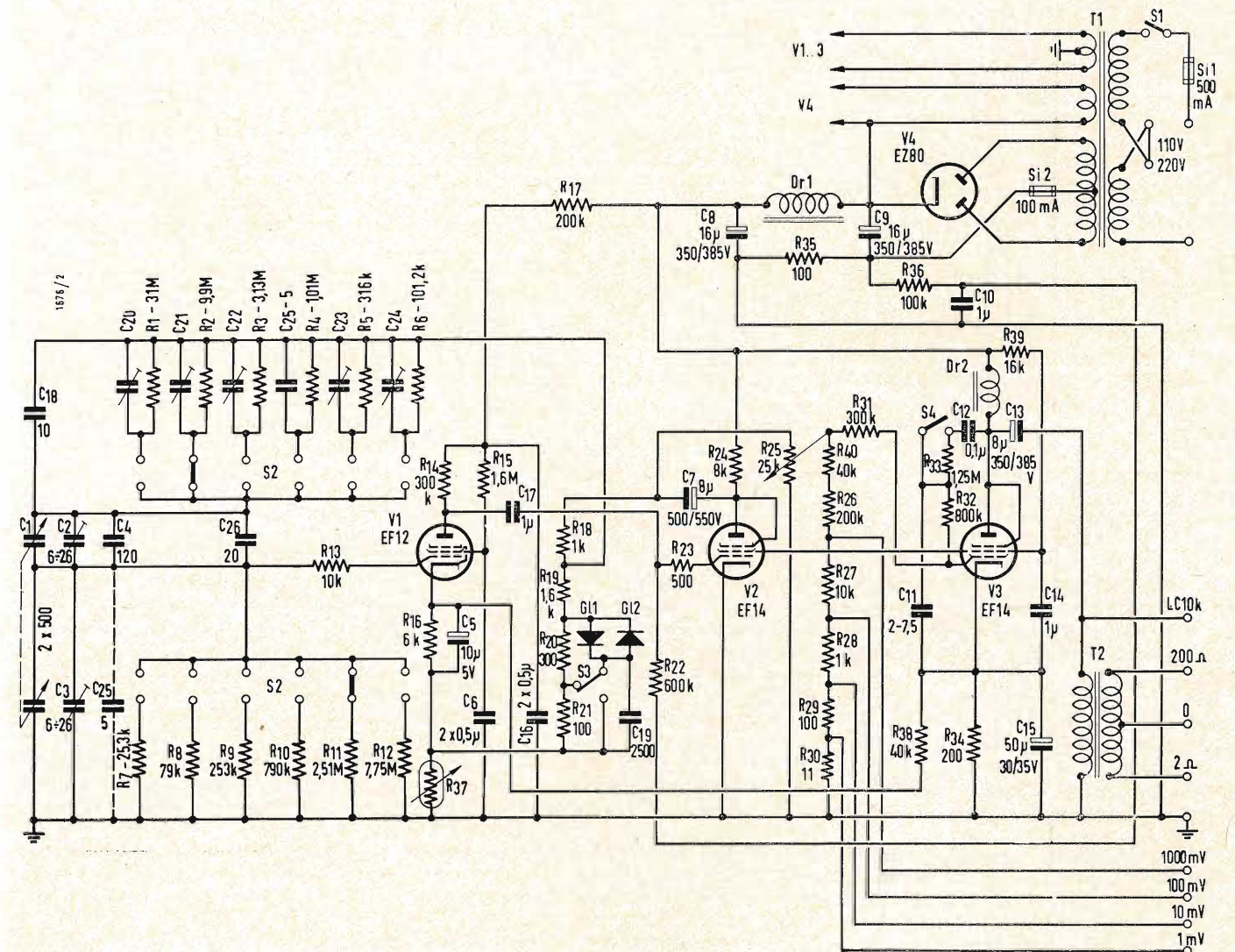



Fig. 1 - Schema elettrico del generatore di audio frequenze, mod. GF2, costruito dalla Clamann & Grahnert di Dresda. Si tratta di un generatore RC che in 6 gamme copre da 16 a 25.000 Hz con una incertezza di frequenza del ± 1,5%

scatola di resistenze coincide con quello dell'impedenza.
Questo sistema di misura richiede però una certa tensione alternata dell'ordine dei 10 ÷ 20 V da applicare al circuito. L'uscita *LC* del nostro generatore permette appunto di ricavare anche questa tensione. Una volta quindi che si possieda un normale voltmetro a valvola in c.a. ed una scatola di resistenze oltre a questo generatore si può realizzare con facilità anche questo tipo di misura.

1.5. - Alimentazione di ponti in c.a.
Un generatore di c.a. può essere utile per l'alimentazione di ponti di misura. Occorre però generalmente un uscita in simmetrico quale appunto fornisce il nostro generatore con l'uscita a 200 Ω del trasformatore.
Qualora poi si desideri un elevato grado di simmetria è possibile utilizzare l'uscita a 2 Ω disponendo in serie ad ogni terminale una resistenza di precisione (± 1%) pari a metà del valore di impedenza di alimentazione che si desidera ottenere.

1.6. - Controlli su apparati a frequenza molto bassa di lavoro
Il fatto che si operi fino a 16 Hz e con una banda separata da 16 a 80 Hz permette di operare con facilità nel campo ad esempio di alcuni apparati elettromedicali.

1.7. - Controlli di linearità di risposta di voltmetri in c.a.
Le tre unità (2 Ω, 200 Ω ed *LC*) permettono tutta una gamma di tensioni di unità a frequenze variabile dai 16 ai 25.000 Hz.
È quindi possibile eseguire con uno strumento campione di riferimento la taratura per confronto di voltmetri a c.a.

2. - DATI CARATTERISTICI DELLO STRUMENTO

Gamme di frequenza: 16 ÷ 80 Hz; 50 ÷ 250 Hz; 160 ÷ 800 Hz; 500 ÷ 2.500 Hz; 1.600 ÷ 8.000 Hz; 5.000 ÷ 25.000 Hz.
Approssimazione della lettura in frequenza su ogni scala: ± 1,5%.
Valori tarati di tensione di uscita:
da 0 a 1 mV resistena interna di 10 Ω;
da 0 10 mV resistenza interna di 100 Ω;
da 0 a 100 mV resistenza interna di 1000 Ω; da 0 a 1000 mV resistenza interna di 10.000 Ω.
Precisioni dei valori estremi tarati di tensione di uscita tenendo conto dell'influenza delle variazioni di linea a c.a.: ± 3%.
Precisione della regolazione dei valori intermedi (con regolazione continua) : ± 3% del valore massimo.
Stabilità della tensione di uscita al variare della frequenza in tutto il campo di frequenza considerato : ± 2%
Distorsione armonica totale: posizione *normale* : ≤ 1%, posizione *K min* : ≤ 0,3%.
Massima potenza di uscita: circa 0,25, 1 W.
Massima distorsione totale a 800 Hz per il massimo di potenza di uscita per le due posizioni: *normale* circa 1 ÷ 2,5% *K min* circa 0,5 ÷ 2%
Resistenza di carico ottime esterne R_a : 2,200 Ω, 10 kΩ
Resistenza interna R_i pari a circa 0,2 R_a
Stabilità della tensione di uscita al variare della frequenza per una data potenza di uscita e per un dato carico: ± 5% tra 16 e 30 Hz; ± 15% tra 16 e 15.000 Hz.
Valvole impiegate; EF12 - EF14 - EF14 EZ80

3. - LO SCHEMA ELETTRICO

È essenziale; ridotto cioè ad un minimo di componenti ma nello stesso tempo di notevole efficenza. È paragonabile, a nostro parere, agli schemi della Heath americana.
In tutto si tratta di 4 tubi elettronici: due oscillatori, un amplificatore di uscita ed un rettificatore.
L'oscillatore è del consueto tipo RC realizzato con un doppio condensatore variabile e cinque scatti di resistenze di portata che delimitano le bande di lavoro.
Questa limitazione ad un rapporto 1 a 5 delle frequenze minima e massima di banda comporta una buona linearità di risposta della tensione di uscita in funzione della frequenza perché varia nel rapporto 1 a 5 (e non 1 a 10 come accade nei normali generatori del commercio) l'impedenza del circuito RC e quindi il carico al secondo tubo oscillatore.
D'altra parte sono stati impiegati alcuni accorgimenti di tipo nuovo per stabilizzare la tensione di uscita.
In particolare la tensione di reazione è stata prelevata dal partitore di controreazione di tensione disposto tra la placca del secondo tubo oscillatore ed il catodo del primo.
Per conseguenza di ciò l'andamento non lineare di carico del Circuito RC di sintonia viene a ridurre la controreazione aumentando l'uscita proprio quando esso *caricando* di più tenderebbe a ridurla.
Come nei circuiti analoghi RC un elemento non lineare costituito da una lampadina di basso wattaggio permette d'altra parte un certo controllo della tensione di innesco riducendo tra l'altro la distorsione del segnale.
Solo così si spiega la costanza della tensione di uscita, permessa da questo generatore, fino ad un limite del ± 2%.
Altro particolare originale è costituito da un circuito realizzato con due doppi diodi che possono venir disposti a piacere ai capi di una delle resistenze che costituiscono il fondamentale partitore di tensione di controreazione. In sostanza questi diodi aumentano la controreazione solo in corrispondenza dei picchi della tensione di uscita. Vengono così corrette le distorsioni relative ai più forti scostamenti dalla linearità.
Questo comando *K min* (Klirr factor minimun) viene inserito a piacere mediante un piccolo commutatore disposto sul retro dello strumento.
Scendendo sotto al 0,5 % della distorsione totale si arriva così a poter effettuare delle misure di distorsione alimentando l'entrata dell'amplificatore con una tensione quasi pura che permette quindi di controllare anche distorsioni inferiori all'1%.
Questi risultati sono tanto più importanti se si pensa che il limite inferiore di frequenza arriva al 16 Hz, frequenza già molto difficile da riprodurre in pratica. Un altro comando, sempre disposto sul retro dello strumento, permette di ridurre il livello di uscita da 1 W a 0,25.
Il comando agisce su di un circuito di controreazione di tensione disposto tra placca e griglia dell'amplificatore di uscita.
Il pentodo finale viene fatto lavorare come triodo allo scopo evidente di ridurre la resistenza interna e quindi l'impedenza di lavoro.
L'alimentazione di placca è realizzata con un circuito parallelo costituito da un'impedenza di lavoro di placca e da un trasformatore di uscita disaccoppiato con un condensatore da 8 μF.
Dato il circuito di uscita in *single ended*, era necessaria questa disposizione allo scopo di evitare il flusso dovuto alla corrente continua nel trasformatore di uscita tanto più che esso deve riprodurre i 16 Hz.
A migliorare la resa su questa frequenza esiste d'altra parte un circuito di controreazione di corrente tra il catodo del tubo amplificatore finale e quello del primo tubo oscillatore.
Data l'elevata controreazione in gioco l'alimentazione è stabilizzata ed è realizzata in modo del tutto onvenzionale con una EZ11.
Caratteristici della tecnica germanica i fusibili disposti sia nel circuito in c.c. (100 mA) che in c.a. (1A). Lo strumento è predisposto per il funzionamento in c.a. a 110 e 220 V.

4. - LA REALIZZAZIONE

È compatta e ben riuscita. La scala di sintonia è chiara e riproduce solo i due andamenti 16 ÷ 80 e 50 ÷ 250 con un largo ricoprimento quindi degli estremi di frequenza. Come è possibile notare dalla parte della presentazione tutti i comandi sono disposti sul fronte del pannello ad eccezione delle commutazioni per il comando relativo alla tensione di uscita ed alla distorsione che sono disposti sul retro.
L'insieme è pratido e di buon effetto estetico. Pare che pure il prezzo di mercato sia conveniente, dell'ordine per intenderci, di quello degli strumenti Heath. Sia per questo motivo che per le prestazioni di tipo temiprofessionale riteniamo quindi che si tratti di uno strumento di un certo interesse per il nostro mercato. *A*

La Beattie Oscillotron, una delle macchine fotografiche più popolari per uso oscilloscopico è stata ora arricchita di una serie di accessori che ne rendono ancor più versatile l'impiego. Nella foto l' adattatore per pellicola 4 x 5. Ulteriori informazioni possono essere ottenute dalla Ditta AD. AURIEMA INC., New York, Bruxelles.

Indicatore automatico di rotta per le navi

Il dr. Richard W. James, dell'Ufficio Idrografico della Marina americana, ha realizzato un nuovo tipo di indicatore di rotta, che consente alle navi mercantili di seguire il percorso migliore, evitare le formazioni meteorologiche sfavorevoli e ridurre il tempo della navigazione e il consumo di carburante.
Nel corso di alcune prove preliminari effettuate dalla Marina statunitense, si è registrato il caso di navi giunte a destinazione con un anticipo di 14 ore e mezzo sulle unità che erano sprovviste dell'indicatore e avevano seguito le normali rotte stagionali.
In riconoscimento dei meriti acquisiti con l'invenzione del dispositivo, il dr. James ha ricevuto un premio in denaro di 5.400 dollari (oltre 3.400.000 lire) dalle mani del Segretario alla Marina John B. Connally, durante una solenne cerimonia svoltasi presso l'Istituto Idrografico di Washington. *(n.s.)*

Pirometro termoregolatore automatico

Un nuovo tipo di pirometro a funzionamento continuo, ideato da G. D. Nutter e D. D. Vawter, della NORTH AMERICAN AVIATION INC., sarà costruito tra breve dalla PYROMETER INSTRUMENT COMPANY di Bergenfield.
Lo strumento, che misura e regola temperature elevatissime senza soluzione di continuità, ha le dimensioni di una cinepresa da 16 millimetri e, analogamente a questa, viene montata su un cavalletto di fronte alla fonte di calore da sorvegliare. Come è noto, i pirometri misurano le temperature oltre i valori rilevabili sui termometri ordinari. Lo strumento ideato da Nutter e Vawter può misurare e regolare istantaneamente valori sino a 4000 gradi centigradi e, con opportuni accessori, sino a 10.000 °C.
Una lampada entro il pirometro si adegua alla luminosità di una fonte di calore. Una corrente elettrica che passa entro la lampada fornisce il mezzo per procedere alla misurazione. La temperatura è regolata da un servomeccanismo collegato alla linea di alimentazione elettrica della fonte di calore e a un rivelatore sensibile alla brillantezza della lampada. *(u.s.)*

Selective Gamma Monitor

La PLESSEY NUCLEONICS LTD., rappresentata in Italia dalla BAY & C. S.P.A., ha costruito un nuovo Monitor portatile completamente transistorizzato. Si tratta del tipo PNI 1118 atto alla rilevazione di tutti quegli isotopi di cui sia conosciuta l'emissione caratteristica di raggi gamma. Il Monitor PNI 1118 è munito di tre onde a cristallo scintillatore per i tre ranges di energia dei gamma: 10 ÷ 60 keV; 50 ÷ 300 keV; 250 keV ÷ 1,5 MeV. Due discriminatori e un circuito di anticoincidenza forniscono la soglia necessaria. Il Monitor richiede una alimentazione di 50, 240 V c.a. oppure di 12 V c.c. *(c.p.)*

Nuovo concetto di codificazione per calcolatori elettronici

È stato realizzato dalla GENERAL ELECTRIC COMPANY (USA) un nuovo sistema per la traduzione in codice dei calcolatori elettronici. Questa nuova tecnica di programmazione, che va sotto il nome di GECOM (General Compiler) riporta automaticamente in codice per il calcolatore elettronico le « istruzioni » impartite in lingua inglese.
Il nuovo sistema GECOM farà sì che il calcolatore elettronico possa « accettare » molte tecniche di programmazione in lingua inglese oggi in uso. Queste tecniche comprendono quelle che vanno sotto il nome di COBOL (Common Business Oriented Language) e di ALGOL (Algorithmic Language), che sono sistemi che facilitano la programmazione di problemi rispettivamente di carattere amministrativo o scientifico, permettendo la conversione automatica nel linguaggio proprio dei vari tipi di calcolatori, sui quali si intende operare.
Il sistema GECOM può essere utilizzato sia nella risoluzione di problemi amministrativi, che di quelli scientifici, permettendo in tal modo di eliminare l'uso di codici diversi per diversi campi di applicazione.
Il GE 225 sarà il primo calcolatore elettronico che la prossima primavera funzionerà col GECOM; seguiranno, in breve volgere di tempo tutti gli altri calcolatori elettronici della GENERAL ELECTRIC.
Il GECOM rappresenta la prima espressione di codificazione automatica che accetta combinazioni di parole e di frasi inglesi, traduce automaticamente il problema in codice intelligibile al calcolatore e ne determina le operazioni necessarie per risolverlo.
La GENERAL ELECTRIC ha anche reso noto di aver sviluppato un nuovo metodo per dare istruzioni in lingua inglese ai calcolatori elettronici TABSOL (Tabular System Oriented Language). Ciò permette una più ampia gamma di applicazioni del calcolatore, dalla risoluzione di un semplice problema alla complessa determinazione di una decisione, riportando il processo su tavole apposite.
Il TABSOL viene considerato dalla GE come un altro decisivo passo in avanti verso un linguaggio universale per tutti i calcolatori elettronici che possa essere letto sia dagli uomini che dalle macchine di qualsiasi marca. *(g.r.)*

dott. ing. Ferruccio Bebber

Scandaglio acustico portatile per imbarcazioni sportive

Fig. 1 - Lo scandaglio acustico « Fathometer » della ditta Raytheon, equipaggiato con transistori, consiste dello strumento indicatore (a sinistra), che comprende tutte le parti costruttive, e di un convertitore sonoro (a destra) incorporato in un materiale sintetico; con il bottone al centro dello strumento si può variare la sensibilità del ricevitore.

Fig. 2 (a destra) - Per servizio portatile il convertitore sonoro può essere appeso al bordo dell'imbarcazione e, durante l'esecuzione della misura, appoggiato sulla superficie dell'acqua.

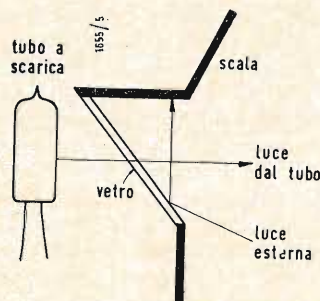



Fig. 3 - La disposizione obliqua dell'anello di vetro consente l'osservazione del lampeggiamento del tubo a scarica anche con la luce solare intensa.

La grandezza e il peso della apparecchiatura degli scandagli acustici ad ultrasuoni, oltre alla necessaria alimentazione e non da ultimo anche il costo d'acquisto e di installazione, ne consentono l'impiego in generale soltanto su grosse navi con propria rete di bordo, e non su piccole imbarcazioni sportive. La Raytheon ha ora sviluppato il *Fathometer* (da *fathom* = antica unità di misura di lunghezza) uno scandaglio acustico leggero, semplice da usare, e di prezzo accessibile, allo scopo di rendere possibile agli amatori degli sport d'acqua la misura della profondità dell'acqua o di rilevare la posizione di branchi di pesci o di grandi pesci singoli.

Il Fathometer completo (fig. 1) pesa circa 2 Kg; indica profondità d'acqua fino a 120 piedi (quasi 40 m) e costa 125 dollari negli USA. Esso si adatta sia per montaggio fisso sia per impiego portatile e può funzionare con una batteria da 7,5 V da incorporare nello strumento, oppure — in presenza di una rete di bordo — con una tensione esterna di 12 V. Poichè il consumo di corrente è di circa 70 mA, una batteria è sufficiente normalmente per una intera stagiona.

Tutte le parti costruttive, ad eccezione del convertitore sonoro, sono collocate entro una elegante scatola di circa 15 cm di diametro e 13 cm di profondità. L'apparecchio è impermeabile all'acqua. Per il ricambio della batteria o per eventuali riparazioni basta allentare semplicemente un dado per poter aprire la scatola.

Come convertitore sonoro è impiegato un disco di titanato di bario. Le vibrazioni sonore vengono irradiate con un angolo di apertura di 6° verticalmente al piano del convertitore. Il disco di titanato di bario è incorporato in un materiale sintetico resistente all'acqua salata. Il convertitore sonoro, collegato allo strumento indicatore tramite un cavo lungo quasi 4 m, può essere montato fisso sul fondo dell'imbarcazione oppure appeso al bordo e poi appoggiato sulla superficie dell'acqua (fig. 2). Nel primo caso lo strumento registra la profondità sotto all'imbarcazione, nel secondo caso la distanza tra la superficie dell'acqua e il fondale.

1. - FUNZIONAMENTO

Lo strumento contiene 5 transistori, uno dei quali funge da oscillatore e costituisce, assieme con il convertitore sonoro, il trasmettitore; nello stesso tempo il convertitore sonoro provvede anche al compito di ricevere le onde sonore e di convertirle in segnali adatti la ricevitore. La frequenza dell'oscillatore è di circa 200 kHz, ma normalmente è bloccato. Un motore a numero di giri altamente costante fa descrivere un cerchio sia al tubo a scarica, posto dietro all'anello di vetro del lato anteriore dell'apparecchio, sia anche ad un magnete permanente. Quando il tubo a scarica si trova esattamente sotto la striscia di taratura « O », il magnete libera l'oscillatore per 0,3...0,5 ms. Il breve corso di oscillazioni giunge da un lato al ricevitore e provoca l'accensione del tubo a scarica, e dall'altro al convertitore sonoro che irradia un impulso ultrasonico (200 kHz, durata 0,3...0,5 ms). Gli impulsi sonori si susseguono alla distanza di 50 ms.

Il fondale riflette gli impulsi sonori, che raggiungono perciò di nuovo il convertitore sonoro dopo un tempo di viaggio più o meno lungo, ed amplificati dal ricevitore fanno riaccendere il tubo a carica. L'angolo assunto dal tubo a scarica rispetto alla sua posizione di partenza rappresenta direttamente una misura per il tempo di viaggio. La scala disposta attorno all'anello di vetro può essere di conseguenza tarata direttamente in unità di lunghezza (piedi in fig. 1).

Con un certo esercizio l'osservatore può riconoscere la natura del fondale dal tipo di immagine luminosa e può distinguere tra melma, sabbia e roccia. Si può anche riprodurre la conformazione del fondo e non è difficile riconoscere carcasse di navi affondate o altri corpi piombati nell'acqua come ad es. automobili, per cui negli USA anche la polizia e i pompieri si interessano di questo apparecchio. I banchi di pesci provocano segnali riflessi indeboliti, che, il Fathometer riporta con l'accensione del tubo a scarica, oltre ai forti echi del fondo. Il pescatore può cercare perciò la sua preda sistematicamente con l'ausilio dello scandaglio acustico prima di gettare la sua esca.

Allo scopo di garantire una osservazione del tubo a scarica priva di errori anche con luce solare intensa, l'anello di vetro è inserito sulla fronte della scatola obliquamente in modo che la luce proveniente dall'esterno venga riflessa contro una parete oscura, assorbente

la luce. Il lampeggiamento rossastro del tubo a scarica può invece attraversare indisturbato l'anello di vetro.

2. - CIRCUITO DELL'APPARECCHIO

Nella figura 4 è riprodotto il circuito del Fathometer. Esso si articola nella parte trasmittente con il transistore T_1 e nella parte ricevente con i transistori $T_{2...5}$. Il motore M è situato in un circuito separato e agisce sul circuito soltanto per mezzo del magnete permanente PM, mosso meccanicamente.

Fig. 4 - Circuito elettrico del « Fathometer ». Il circuito è riportato su una piastra di montaggio realizzata con circuito stampato. Al centro è posto il motore, sul cui asse sono fissati, mediante un braccio, il tubo a scarica ed il magnete permanente; davanti è l'oscillatore, poi seguono lungo un cerchio i quattro stadi del ricevitore; a sinistra sopra al motore è posto il transistore di potenza, che genera la tensione di accensione per il tubo a scarica.

Lo stadio di trasmissione è un oscillatore di Hartley e può oscillare solo con la base del T_1 polarizzata negativamente. Il circuito oscillante L_1 C_1 determina la frequenza di oscillazione (circa 200 kHz). Quando il magnete permanente PM passa dinnazi alla bobine L_2, alla base del T_1 perviene tramite C_2 un impulso negativo per la durata di 0,3...0,5 ms, di forma determinata dalle rete R_1 R_2 C_3, che sblocca l'oscillatore e questo inizia ad oscillare. Poichè L_1 lavora come autotrasformatore e il convertitore sonoro è accoppiato direttamente al circuito oscillante, le perdite di accoppiamento rimangono esigue. L'impulso di trasmissione, altrettanto come gli impulsi di eco che arrivano dal convertitore sonoro,perviene attraverso C_4 alla parte ricevente, il cui primo e secondo stadio sono inseriti come amplificatori accordati per 200 kHz. Allo scopo di poter consentire per i convertitori sonori scostamenti dalla frequenza propria, i circuiti oscillanti vengono attenuati mediante resistenze in parallelo e disaccordati l'uno rispetto all'alaltro così ampiamente che ne risulta una larghezza di banda sufficiente.

Gli impulsi ricevuti possono variare in ampiezza tra 75 µV e 2 V. Poichè una saturazione di entrambi gli stadi amplificatori deve essere evitata in considerazione di un ineccepibile funzionamento degli stati seguenti, è necessario un ulteriore campo di regolazione. Il grado di amplificazione può essere determinato con la variazione della polarizzazione per i transistori T_2 e T_3.

In questo modo varia l'impedenza dei transistori ed il loro punto di lavoro, e ciò ha come conseguenza un disaccordo ridotto degli stadi ed uno spostamento della banda passante. Tra il grado di amplificazione massimo e minimo la punta sella banda passante si sposta di 1,5 kHz. Se entrambi gli stadi sono ben neutralizzati ad amplificazione piena, allora è assicurata la stabilità anche ad amplificazione ridotta.

Un diodo (D_1), collegato direttamente con la base del T_4, raddrizza il segnale emesso dagli stadi di amplificazione. I transistori di potenza T_4 e T_5 sono bloccati fintanto che non ricevono una polarizzazione negativa sulla base.

Ogni segnale a 200 kHz che compare all'ingresso della porta ricevente, pilota dapprima T_3 attraverso D_1 e poi, attraverso il trasformatore Tr_1 anche T_5 fino alla saturazione. La corrente che si stabilisce nel circuito del collettore del T_5 sale fino a 1,5 A. Nel trasformatore di uscita Tr_2 un impulso di corrente nell'avvolgimento primario genera nel secondario un impulso di tensione sufficiente ad accendere il tubo a scarica. Esso si spegne non appena che l'impulso di tensione è finito. All'atto dell'interruzione del campo magnetico insorge però nell'avvolgimento secondario del Tr_2 un impulso di tensione di senso opposto, che viene deviato attraverso il diodo D_2 e la resistenza R_3 affinchè il tubo a scarica non possa riaccendersi. In casi di collegamento ad una batteria esterna, il diodo D_3 ha il compito di proteggere l'apparecchio da una errata connessione dei poli della sorgente di tensione.

Il condensatore C_5 assicura a questa sorgente di tensione una impedenza piuttosto bassa.

Tutte le parti costruttive dello strumento indicatore sono disposte su una piastra isolante circolare (fig. 5). Il cablaggio è realizzato in circuito stampato, che assicura allo strumento una insensibilità agli urti.

Poichè le scintille d'accensione di motori vicini, non provvisti di dispositivi antidisturbatori, possono recare notevole disturbo provocando lampeggiamenti indebiti del tubo a scarica, il Fathometer si dovrebbe far funzionare il più possibile lontano da motori.

Eventualmente si deve schermare l'apparecchio e il cavo verso il convertitore sonoro oppure provvedere il motore di dispositivo antidisturbatore. *A*

dott. ing. Enrico Giudici

Accumulatori all'argento - cadmio

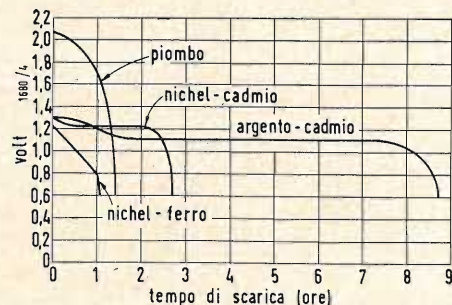



Fig. 1 - Caratteristiche tipiche di scarica di diversi tipi di accumulatori di ugual peso, in uguali condizioni di scarica.

SONO ORMAI note e diffuse per applicazioni speciali ove si richiedano elevate energie specifiche, batterie di accumulatori all'argento-zinco quali sorgenti di energia elettrica per apparati portatili. La scarsa durata di questi accumulatori ha portato recentemente a realizzare un elemento secondario analogo ma dotato di una reversibilità più completa.

Infatti la durata degli accumulatori all'argento zinco si è dimostrata inferiore a quella di altri accumulatori: dopo un centinaio di cicli, si manifestano cortocircuiti tra gli elettrodi e gli elementi devono essere sostituiti.

Requisito principale degli accumulatori è la completa reversibilità: lungo i cicli di carica e scarica le materie attive devono permanere il più possibile invariate, come stato chimico e fisico.

La durata delle materia attive è condizionata dall'insolubilità o dalla scarsa solubilità degli elettrodi e dalla loro coesione. Se l'elettrodo positivo è solubile si verifica deposito elettrolitico al negativo con effetto di autoscarica dovuto a « pile locali ».

Se l'elettrodo negativo è solubile, e questo è il caso dell'accumulatore all'argento-zinco, si può avere durante la ricarica, deposito elettrolitico irregolare che riduce la reversibilità e può mettere in corto-circuito gli elettrodi. Questo fenomeno è stato in gran parte ovviato con un'accurata scelta dei diaframmi separatori fra gli elettrodi.

Negli accumulatori all'argento - cadmio, allo zinco è stato sostituito un elettrodo meno solubile ed in generale più rispondente ai requisiti di un accumulatore, mediante l'uso del cadmio.

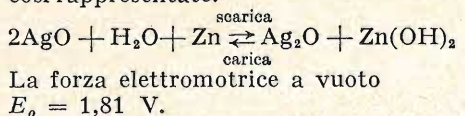
La tensione disponibile è inferiore a quella degli elettrodi all'argento-zinco ed in pratica è uguale a quella ottenibile dagli accumulatori al cadmio-nichel.

Vedasi fig. 1, nella quale sono riportati comparativamente i diagrammi di scarica (a pari regime) dei principali tipi di accumulatori.

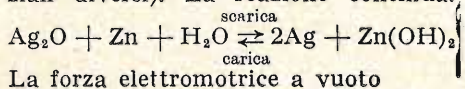
Le reazioni chimiche possono essere così rappresentate:

$$2AgO + H_2O + Zn \underset{\text{carica}}{\overset{\text{scarica}}{\rightleftarrows}} Ag_2O + Zn(OH)_2$$

La forza elettromotrice a vuoto

E_o = 1,81 V.

Il sistema può passare attraverso due stadi di ossidazione (scarica a due potenziali diversi). La reazione continua:

$$Ag_2O + Zn + H_2O \underset{\text{carica}}{\overset{\text{scarica}}{\rightleftarrows}} 2Ag + Zn(OH)_2$$

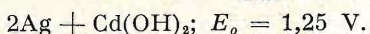
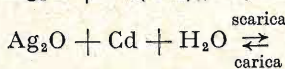
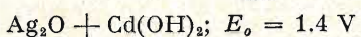
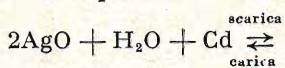
La forza elettromotrice a vuoto

E_o = 1,59 V.

Sostituendo allo zinco il cadmio, le reazioni si possono scrivere:

$$2AgO + H_2O + Cd \underset{\text{carica}}{\overset{\text{scarica}}{\rightleftarrows}}$$

$$Ag_2O + Cd(OH)_2;\ E_o = 1.4\ V$$

$$Ag_2O + Cd + H_2O \underset{\text{carica}}{\overset{\text{scarica}}{\rightleftarrows}}$$

$$2Ag + Cd(OH)_2;\ E_o = 1{,}25\ V.$$

Rispetto alla coppia Ag-Zn le forze elettromotrici a vuoto si riducono di circa 0,4 volt, ed anche per questa coppia si verificano scariche a due potenziali diversi. Si ha in scarica il caratteristico gradino iniziale.

Vedasi fig. 2 nella quale sono rappresentati i diversi diagrammi di scarica per diversi regimi.

Vengono costruiti elementi di accumulatori la cui capacità, valutata alla scarica in dieci ore, può essere prestabilita da 0,1 amperora fino a 300 Ah.

I principali dati caratteristici sono riportati nella tabella seguente.

L'energia specifica è valutabile intorno ai 60-70 Wh per Kg, (energia di massa) e da 110 a 170 Wh per dm³, (energia di volume).

Tali energie sono valutate per scariche ad una temperatura media intorno ai 25° centigradi. I corrispondenti valori a freddo (—18°C) sono riportati nella tabella.

Queste capacità specifiche, pur essendo notevolmente inferiori a quelle degli accumulatori allo zinco-argento (dotati di un'energia di massa che può variare dai 70 ai 120 Wh per Kg, e di una energia di volume che può andare dai 120 ai 200 Wh per dm³), sono purtuttavia molto superiori a quelli di corrispondenti elementi di accumulatori al piombo, per citare il tipo più diffuso ed economico di accumulatori, che comporta energie specifiche massime intorno ai 30 Wh per Kg e 70 Wh per dm³, per celle di piccole dimensioni, quali interessano gli apparecchi elettronici portatili.

Il confronto delle tensioni di scarica tra gli accumulatori al cadmio-argento e gli accumulatori al piombo, comporta un rapporto 3 : 5 tra il numero degli elementi in serie tra una batteria al piombo, ed il numero degli elementi in serie in una batteria al cadmio argento di ugual tensione. Ad esempio una batteria da 12V comporterà 6 elementi al piombo e 10 elementi all'argento cadmio.

1. - REALIZZAZIONE COSTRUTTIVA

Gli elementi di accumulatori al cadmio-argento sono realizzati con piastre sinterizzate: le positive di polvere d'argento e le negative di polvere di cadmio.

I separatori sono costituiti da membrane cellulosiche semiimpermeabili e dotate di proprietà di scambio ionico.

L'elettrolito è costituito da una soluzione concentrata di idrossido di potassio e i recipienti sono stampati in resine sintetiche (nailon o metacrilati che hanno il vantaggio di essere trasparenti e di consentire la verifica del livello dell'elettrolito e la presenza di eventuali cortocircuiti).

I terminali sono in acciaio argentato per una buona resistenza alla corrosione ed un buon contatto elettrico.

Qualora siano richiesti contenitori per elementi in serie, essi vengono eseguiti in acciaio inossidabile, in leghe di magnesio od in resine sintetiche. La costruzione è tale da consentire il funzionamento, in qualsiasi posizione, senza perdite di liquido.

2. - PRESTAZIONI ELETTRICHE

Come si è precedentemente detto può costituire qualche santaggio l'esistenza di un primo gradino di scarica a tensione più elevata.

Questo impone speciali precauzioni nel caso di riscaldamento di filamenti oppure dove sia indispensabile una precisa « regolazione della tensione ».

Comunque nel secondo gradino tale regolazione di tensione può essere considerato entro il ± 5% (su carico fisso per una temperatura entro ± 10°C).

3. - DURATA

La durata di questi elementi, che ne costituisce la caratteristica più interessante in rapporto alla sua elevata energia specifica, può essere valutata in 300 fino fa 500 scariche. Per cicli parziali di scarica e ricarica questo numero può salire a valori intorno al migliaio.

Caratteristiche elettriche	YS-01	YS-1	YS-3	YS-5	YS-10	YS-18	YS-20	YS-40	YS-60	YS-70	YS-100	YS-300
Capacità nominale ....Ah	0,1	1,0	3,0	5,0	10,0	18,0	20,0	40,0	60,0	70,0	100,0	300,0
Intensità di carica (1) ....A	0,007	0,07	0,20	0,30	0,50	1,0	1,5	3,0	3,0	4,0	4,0	20,0
Intensità max di scarica .....A	0,1	1,0	3,0	15,0	10,0	18,0	60,0	40,0	60,0	70,0	100,0	150,0
Intensità norm. di scarica.....A	0,05	0,10	0,30	0,50	1,0	2,0	2,0	4,0	6,0	7,0	10,0	30,0
Tempo di scarica (ore) ....20 °C	2,6	13,0	14,0	14,0	14,0	10,0	13,0	11,5	12,0	11,5	11,5	12,0
—18 °C	2,4	13,0	13,3	12,0	12,0	9,0	12,0	10,5	12,0	11,0	10,8	11,3
Capacità (2) 20 °C	0,13	1,3	4,2	7,0	14,0	20,0	26,0	46,0	72,0	80,0	115,0	360,0
—18 °C	0,12	1,3	4,0	6,0	12,0	18,0	24,0	42,0	72,0	77,0	118,0	340,0
Tensione sotto carico (V) 20 °C	1,10	1,10	1,10	1,10	1,10	1,10	1,08	1,08	1,10	1,10	1,10	1,06
—18 °C	1,06	1,07	1,05	1,04	1,05	1,07	1,03	1,03	1,06	1,05	1,04	1,01
Wattora per kg. ....20 °C	25	42	51	55	60	60	64	66	66	74	84	73
—18 °C	22	41	46	44	48	53	57	58	60	68	74	66
Peso max. con elettrolito g.	6	35	93	145	265	323	445	756	1.250	1.200	1.510	5.200
Volume di ingombro .....c.cubi	3	19	54	77	136	200	250	379	475	530	760	2.150

(1) Intensità di carica prescritta (fino a raggiungere una tensione di 1,7 V per cella).

(2) Capacità valutata per scariche (tensione finale di 0,6 V per cella).

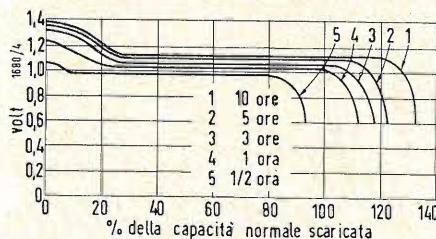



Fig. 2 - Caratteristiche di scarica di un accumulatore argento-cadmio in varie condizioni.

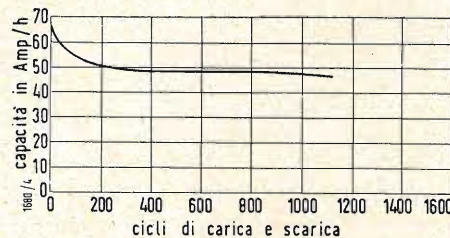



Fig. 3 - Effetto dei cicli di carica e scarica sulla capacità di un accumulatore argento-cadmio.

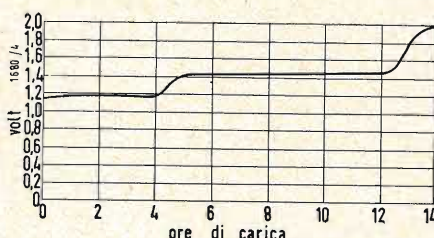



Fig. 4 - Caratteristica tipica di carica di un accumulatore argento-cadmio.

La capacità tuttavia si riduce dopo il primo centinaio di cicli (vedasi fig. 3). Allo stato umido, cioè riempiti di elettrolito, la durata può valutarsi in circa tre anni, naturalmente se si provvede ad una manutenzione, con regolari cariche e scariche. La durata di immagazzinamento, allo stato secco, eccede i tre anni.
La tenuta di carica di questi elementi, cioè la loro attitudine a non antoscaricarsi a circuito aperto, è sufficiente agli usi pratici.
Oltre l'80% di capacità residua è disponibile dopo 1 anno a circuito aperto (a temperatura non superiore ai 20°C)
La temperatura di esercizio di queste batterie può estendersi in un intervallo assia ampio, infatti esse possono funzionare tra — 30°C e + 70°C.
La resistenza interna, o meglio la pendenza della caratteristica tensione-corrente è assai bassa (da circa 0,1 Ω per piccole celle da 1 Ah fino a 1,5 millesimi di Ω per grosse celle da 300 Ah).
Nella fig. 4 è indicata una caratteristica di carica tipica di un elemento Cd-Ag. Anche per queste batterie, sebbene in forma meno critica di quello che viene prescritto per le batterie all'argento-zinco, occorre qualche precauzione nella ricarica. In generale si può considerare una ricarica completa in un tempo non inferiore a 10-12 ore (non è possibile cioè una ricarica rapida)

4. - APPLICAZIONI

Le applicazioni delle batterie di accumulatori all'argento-cadmio sono confinate dal prezzo piuttosto elevato (dello stesso ordine di grandezza degli accumulatori all'argento-zinco e cioè dalle dieci alle quindici volte superiore a quello di corrispondenti accumulatori al piombo) per applicazioni speciali.
L'elettronica portatile tuttavia si può avvalere grandemente di queste sorgenti di energia elettrica estremamente compatte e leggere oltreché durature. Ricevitori, trasmettitori, converter, specialmente se equipaggiati con transistori e diodi si avvantaggiano di questa fonte di energia elettrica. Altre applicazioni sono rese possibili: televisori portatili, radio portatili dalla lunga automia, registratori magnetici ed altri equipaggiamenti industriali portatili (sistemi di illuminazione portatili speciali, alimentatori di emergenza) dove naturalmente il costo sia compensato dall'importanza dell'applicazione.
Altre utili applicazioni si trovano per equipaggiamenti fotografici come « flash » e alimentazioni per il motorino di trascinamento della pellicola di macchine da presa e per apparecchi elettromedicali: elettrocardiografi, cistoscopi ed altri endoscopi.
Pensiamo inoltre che anche i satelliti artificiali possano avvantaggiarsi di questa fonte di energia concentrata e duratura in connessioni con fotopile solari.
La tabella pubblicata riporta i dati della ditta produttrice la YARDENY ELECTRIC CORPORATION. *A*

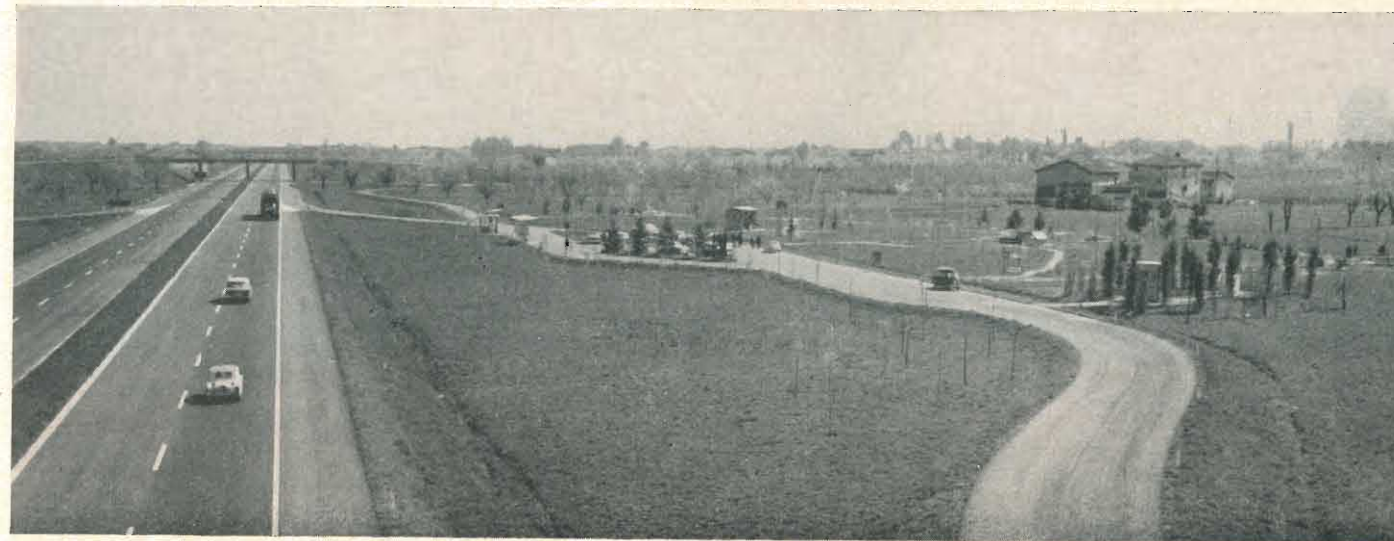
Macchina elettronica a schede fonetiche che « parla »

Gli scienziati dei Laboratori Telefonici Bell sono riusciti a far « parlare » un calcolatore elettronico, mediante l'immissione nella sua « memoria » magnetica di una successione di schede perforate secondo simboli fonetici.
L'apparato elettronico elabora i segni riprodotti sulle schede, riuscendo a sintetizzare il linguaggio umano in maniera abbastanza intelligibile. Naturalmente, si riconosce facilmente nella « voce » della macchina una certa artificiosità e meccanicità.
Gli scienziati della Bell sperano di realizzare una macchina parlante che possa funzionare con la tastiera di una macchina da scrivere. L'apparato che essi si ripromettono di costruire consentirebbe di « leggere » ai ciechi i libri riportati su nastro perforato. (*u.s.*)

Cromatografo in fase gassosa

Un cromatografo costruito dalla SHIMADZU SEISAKUSHO LTD. di Tokyo, è stato messo in vendita in Italia dalla BAY & C. S.P.A. Si tratta di un cromatografo in fase gassosa, usato per la separazione e l'analisi di gas, solidi e miscele liquide, con un punto di ebollizione non più alto di 400 °C circa. Estremamente utile per le ricerche scientifiche ed i controlli qualitativi esso è basato sul metodo della elusione, secondo il quale per separare la miscela si ripete la concentrazione di equilibrio adatta a ciascun componente tra la fase mobile e la fase stazionaria. La fase mobile passando attraverso la colonna, trasporta il campione, mentre la fase stazionaria cambia velocità di trasporto per ciascun componente in accordo con il coefficiente di assorbimento dei rispettivi componenti. Ciascun componente è successivamente rivelato da un detector e registrato da un recorder in modo da ottenere il cromatogramma o la curva di elusione, che, con l'area del picco corrispondente a quel componente, permette la sua identificazione e la determinazione della sua qualità. (*c.p.*)

Raoul Biancheri

Impianti radio di SOS sull'autostrada del sole*

IL 7 APRILE scorso alla stazione di Modena Sud e nell'area di servizio di Piumazzo l'amministratore delegato e direttore generale della società concessionaria dell'autostrada del sole Ing. Cova ha illustrato alla stampa l'indirizzo che la Società intende dare alla pubblicità segnaletica, presentando degli impianti tipo. Questa nuova formula pubblicitaria deve essere intesa come una integrazione alla segnaletica stradale che assicuri all'Autostrada del Sole requisiti di utilità così da rappresentare un logico complemento all'Autostrada, offrendo all'automobilista una somma di informazioni di varia importanza e natura ma tali comunque da qualificare la pubblicità come un vero e proprio servizio.

La parte più importante di questo nuovo tipo di pubblicità promosso dalla Società dell'Autostrada del Sole è rivolto a vari tipi di impianti.
Per suffragare questa nuova formula pubblicitaria sono stati presentati le seguenti installazioni:

a) Orologi elettrici con termometro e tabella sulle condizioni della strada e del tempo.

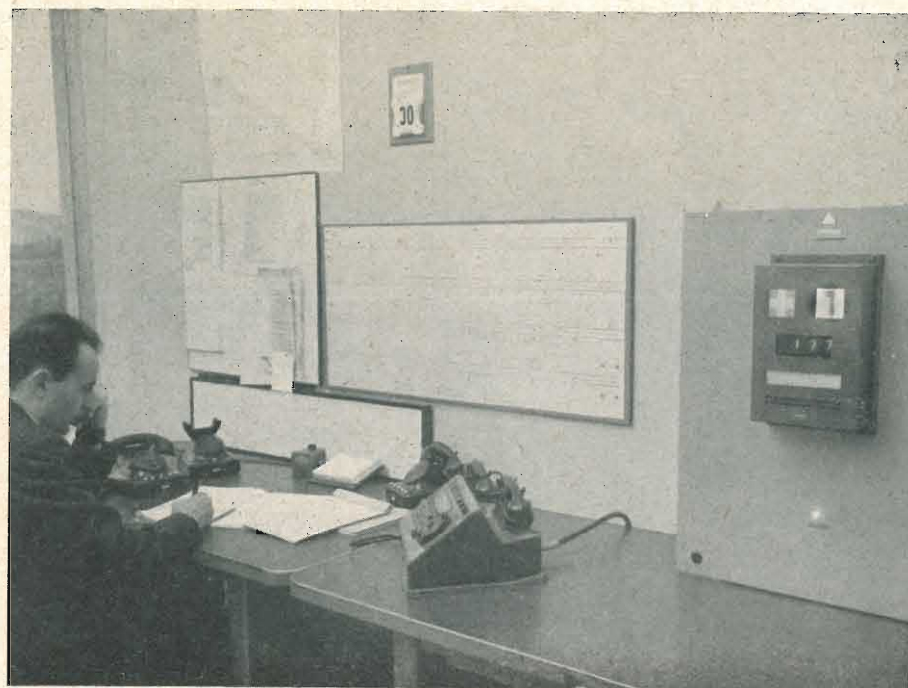
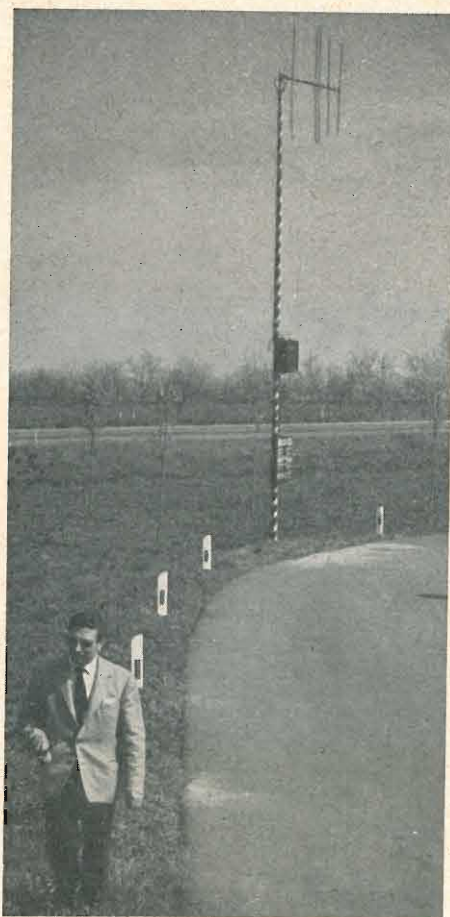
b) Preavvisi di pericolo con scritte mobili telecomandate.

c) Impianti radio di « S.O.S. ».

d) Avvisatori di vento trasversale pericoloso.

e) Corredi di servizi delle aree di parcheggio.

Questa presentazione ha avuto larga eco sia su quotidiani sia su periodici a forte tiratura, la radio e la TV l'hanno divulgata ai loro ascoltatori; ogni organo divulgatore ha giustamente messo in rilievo le caratteristiche di particolare interesse in vista del pubblico a cui si rivolgeva. La nostra rivista non poteva mancare di descrivere ai suoi lettori i particolari tecnici inerenti al servizio radio di « S.O.S. »; questo ci è stato possibile in virtù della cortese adesione della Società Concessionaria dell'Autostrada del Sole alle nostre richieste e riteniamo doveroso porgere il nostro vivo ringraziamento, a nome dei Lettori e nostro, ai dirigenti ed ai tecnici per la loro chiarezza che ci ha permesso questa presentazione particolareggiata.
L'analisi condotta dalla Società dell'Autostrada del Sole circa la convenienza di un efficiente soccorso stradale che consta nell'assistenza tecnica per gli automezzi, nell'assistenza sanitaria dei viaggiatori e nell'assistenza della polizia che integra essenzialmente i primi due tipi di assistenza, e che può essere svolta a mezzo telefono, a mezzo radio o mista ha portato ad un nuovo sistema.
Questo nuovo sistema si base essenzialmente sul seguente concetto:
All'utente bisognoso di soccorso, non possono che accadere i seguenti eventi:
a) avaria meccanica al mezzo;
b) incidente, e cioè avaria del mezzo e presenza di feriti.
Di conseguenza l'utente che abbia la possibilità di conferire con il capomaglia non può che richiedere l'intervento:

(*) Rielaborato dalla Rivista « Autostrade » N. 3, Marzo 1961. « Il soccorso stradale », dott. ing. Sergio De Amicis.

Apparecchiatura del capomaglia: l'apparecchio di ricezione segnala una chiamata dal km 177.

Particolare di una apparecchiatura di chiamata e della relativa antenna.

1) del mezzo S.A.S. nel caso *a*); (Soccorso Automobilistico Stradale);
2) del mezzo S.A.S., Croce Rossa e Polizia nel caso *b*).

Da quanto sopra premesso, risulta evidente come il collegamento utente-capomaglia possa essere realizzato, anzichè a mezzo telefono, a mezzo di un avvisatore radio il quale indichi al capomaglia distintamente:

a) la posizione dell'utente in difficoltà;
b) il tipo di evento: tipo *a*), oppure tipo *b*); (e di conseguenza se l'intervento debba essere del tipo 1) o del tipo 2).

Lungo l'autostrada, a distanze prefissate, circa ogni 2 km, vengono installati speciali « impianti » costituiti da un'antenna che sostiene un contenitore per l'apparecchiatura radio e per gli automatismi, un'antenna radio direzionale ed infine un « avvisatore » con pulsanti e lampade di segnalazione.

Sull'avvisatore sono a disposizione dell'utente due pulsanti sormontati da simboli internazionali per avaria meccanica e per soccorso sanitario.

Opportune didascalie in più lingue spiegano all'utente quale pulsante egli deve premere, in funzione delle sue necessità.

Gli avvisatori con pulsanti sono sempre in numero di due (uno per ciascuna carreggiata).

L'apparecchiatura radio trasmette e riceve gli impulsi al (e dal) capomaglia attraverso il ripetitore cui fa capo la rete radio del tronco.

Per dare un esempio pratico del sistema, si supponga che un utente si trovi in avaria meccanica al km 185 dell'autostrada. Per raggiungere il più vicino avvisatore egli seguirà le indicazioni riportate sui paletti segnalimite, sui quali opportune frecce indicano all'utente il percorso più breve (ossia se è più conveniente dirigersi in avanti o ritornare indietro). Una volta raggiunto l'avvisatore premerà il pulsante « avaria » (quello distinto con il simbolo « chiave inglese »).

Premendo il pulsante l'apparecchiatura ricetrasmittente dell'avvisatore viene messa in funzione e particolari caratteristici treni di impulsi vengono emessi automaticamente. Questi impulsi, una volta ricevuti dall'apparecchiatura del capomaglia, si traducono in segnalazioni acustiche e visive su un apposito quadro di controllo, tali da fornire le due informazioni:

a) il tipo di soccorso richiesto (nel caso dell'esempio, la richiesta del mezzo S.A.S.);

b) la progressiva chilometrica della posizione dell'avvisatore che ha trasmesso la richiesta (nell'esempio l'avvisatore più vicino al km 185).

Non appena l'informazione è stata trasmessa ne viene data notizia all'utente mediante l'accensione di una lampadina bianca sita sul pannello della pulsantiera dell'avvisatore.

Opportuni automatismi impediscono che altri avvisatori possano interferire nell'emissione del collegamento in atto.

Il segnale di ricevuto è ritrasmesso all'utente automaticamente dal capomaglia, e l'utente ne viene avvertito mediante l'accensione di una lampadina

Il carro attrezzi è giunto sul luogo da cui è partita la richiesta di soccorso al capomaglia. Paletti segnalimite, con freccia, alla cui base è scritta la parola « avanti » o « indietro » indicano all'utente il percorso più breve per raggiungere un posto di chiamata S.O.S.

verde sita sul pannello della pulsantiera dell'avvisatore.

Se la richiesta dell'utente fosse stata per « incidente » anziché per « avaria », l'utente avrebbe premuto il pulsante contrassegnato dal simbolo « Croce Rossa » e sul quadro di controllo del capomaglia sarebbe stata registrata la segnalazione relativa. Il capomaglia avrebbe inviato al chilometro segnalato, oltre al mezzo S.A.S., anche la pattuglia di polizia e l'autoambulanza.

Il reperimento dell'utente che ha chiesto il soccorso, da parte dei mezzi inviati dal capomaglia, è quanto mai semplice: è sufficiente che questi percorrano i due chilometri del settore dal quale è giunta la segnalazione di intervento.

A

Magneti permanenti in lega « Magloy »

Magneti permanenti in lega Magloy sono stati recentemente immessi sul mercato dalla Società inglese Preformations Limited rappresentata in Italia dalla Bay & C. S.p.A. La società inglese, che appartiene al gruppo Plessey International Ltd., ha elaborato tali magneti in collaborazione con il gruppo americano Arnold.

Si tratta di magneti di alta qualità applicabili nei magnetrons, klystrons, strumenti di misura, isolatori per radar, eccetera. (*c.p.*)

Telescrivente rapida a zona per quotazioni di borsa

Entro l'estate verrà provata alla Borsa Valori di New York un nuovo tipo di stampatrice telegrafica a nastro — la ben nota telescrivente a zona per quotazioni di borsa — al fine di eliminare il considerevole ritardo con il quale negli ultimi tempi sono trasmessi i dati che si riferiscono ai prezzi, alle vendite e al volume delle transazioni.

Il nuovo impianto ha una velocità di 900 caratteri al minuto, contro i 500 delle telescriventi attuali, che riportano le indicazioni su due righe in un nastro di carta che scorre orizzontalmente. Nella riga superiore, le attuali telescriventi a zona riportano i simboli delle diverse emissioni quotate in borsa, mentre nella riga inferiore vengono stampati il volume delle azioni trattate e le quotazioni fatte.

Nella telescrivente ultrarapida, tutte le indicazioni saranno riportate orizzontalmente su una sola riga, ma il nastro scorrerà in senso verticale, come nelle comuni calcolatrici, consentendo di portare da 80 a 140 le transazioni dei titoli che vengono trattate in un minuto.

Il dispositivo attualmente impiegato dalla Borsa Valori di New York fu realizzato nel 1930, in sostituzione del famoso telegrafo da borsa. (*u.s.*)

Diodi zener al silicio Philips della serie 0AZ200

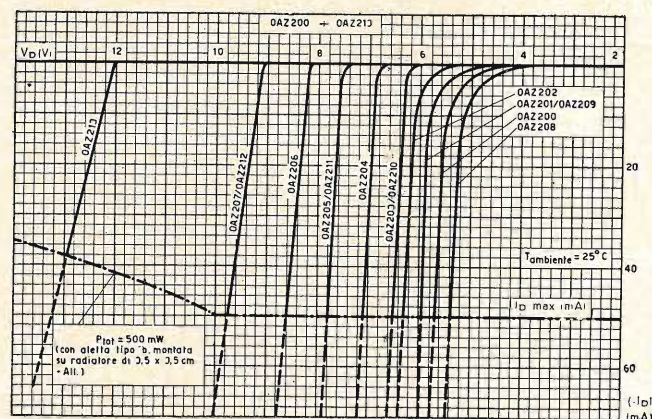



Fig. 1 - Tipiche caratteristiche inverse alla T_{amb} = 25 °C.

L'« EFFETTO ZENER »[1] fu riscontrato per la prima volta nello studio della tensione di rottura dei materiali isolanti. In essi infatti, quando l'intensità del campo elettrico supera un certo valore critico, si verifica una fuga di elettroni di valenza dal reticolo del materiale medesimo. Ciò provoca un aumento dei liberi portatori di cariche che è, quanto a dire, una diminuzione improvvisa della resistenza elettrica del materiale. Questo comportamento viene sfruttato nei cosiddetti « diodi Zener ».

La liberazione degli elettroni si produce, in questi ultimi, all'interno della giunzione. Il processo viene inoltre incrementato dall'« effetto valanga » per il quale, in presenza di elevate intensità di campo, i portatori di cariche liberi acquistano una tale velocità, e quindi una tale energia da liberare altri elettroni di valenza dai loro legami contribuendo ad aumentare il numero dei liberi portatori di cariche, e quindi in definitiva, ad abbassare ulteriormente la resistenza elettrica del materiale.

Da quanto sopra esposto vengono denominati diodi Zener quei diodi a semiconduttore nei quali viene sfruttato *l'effetto Zener e l'effetto valanga* al fine di ottenere una brusca diminuzione della resistenza. Essi vengono solitamente fatti funzionare nella regione della caratteristica inversa. Aumentando incrementare l'intensità di campo al punto da liberare elettroni di valenza; questi, a loro volta, a causa dell'ulteriore aumento della loro energia liberano altri elettroni di valenza, contribuendo in definitiva ad incrementare l'effetto Zener e quindi anche il valore della corrente. Il diodo può lavorare in questa condizione per un tempo indefinito purchè si rispettino i limiti di dissipazione stabiliti. In fig. 1 sono indicate alcune caratteristiche inverse dei diodi Zener Philips.

(1) C. Zener « Theory of the electrical breakdown of solid dielectrics » *Proc. Roy. Soc.* 145 p. 523, 1934.

Fig. 2 - Tipica caratteristica diretta alla T_{amb} = 25 °C.

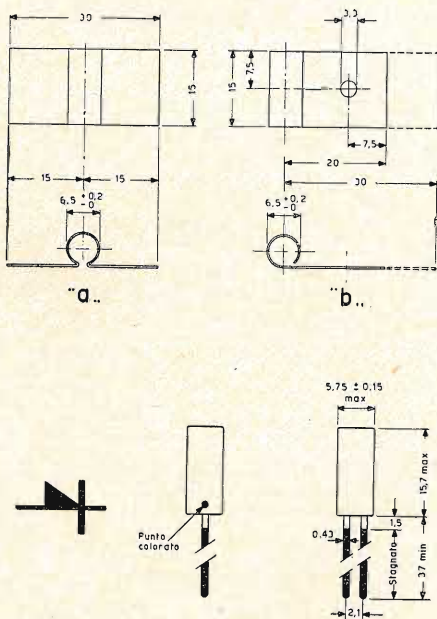



Fig. 3 - Dati d'ingombro, forma e dimensioni di alcune tipiche alette di raffreddamento. Il tipo « b » può essere standard (in alto) oppure allungato (in basso). Possono essere fatte con strisce di rame da 0,5 mm.

Fig. 4 - Dissipazione globale in funzione della temperatura ambiente.

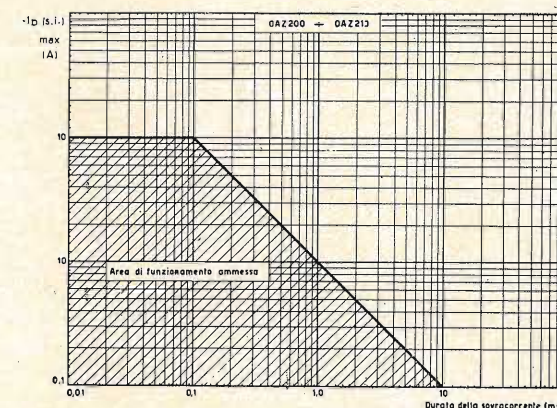



Fig. 5 - Sovracorrente istantanea di Zener in funzione del tempo.

fatti, a partire da zero, i valori di ensione inversa si raggiunge un determinato valore di essa chiamato « tensione caratteristica di Zener » (diverso da un tipo all'altro) in corrispondenza del quale la corrente inversa aumenta improvvisamente ed in misura notevole (diminuzione della resistenza dinamica). Si verificano infatti in queste condizioni i fenomeni a cui abbiamo accennato poc'anzi. La tensione applicata fa aumentare l'intensità di campo al punto da liberare elettroni di valenza.

1. - IMPIEGHI

I diodi Zener vengono usati in un gran numero di applicazioni. L'impiego più comune è quello di stabilizzatori di tensione o sorgenti di tensioni campione. Le caratteristiche richieste dai diodi Zener impiegati come stabilizzatori di tensione al posto dei tubi a gas si riassumono in a) valore basso della resistenza dinamica b) elevata potenza. Come sorgenti di tensioni campione essi devono invece possedere a) stabilità della tensione nel tempo, b) basso coefficiente di temperatura.

I diodi Zener vengono inoltre impiegati in circuiti tosatori e limitatori. Possedendo una resistenza in c.a. più bassa di quella in c.c. (cioè $\frac{dV}{dI} \ll \frac{V}{I}$), il loro

		OAZ200	OAZ201	OAZ202	OAZ203	OAZ204	OAZ205	OAZ206	OAZ207	OAZ208	OAZ209	OAZ210	OAZ211	OAZ212	OAZ213	
Tensioni di Zener con:																
$-I_D$ = 1 mA	$-V_D$	4,7	5,1	5,6	6,2	6,8	7,5	8,2	9,1	4,3	5,1	6,2	7,5	9,1	12,0	V
= 5 mA		5,2	5,6	5,9	6,3	6,9	7,6	8,3	9,2	4,9	5,6	6,3	7,6	9,2	12,2	V
= 20 mA		5,6	5,9	6,2	6,4	7,0	7,7	8,4	9,4	5,3	5,9	6,4	7,7	9,4	12,5	V
Tensione diretta con:																
$+I_D$ = 10 mA	$+V_D$	730	730	730	730	730	730	730	730	730	730	730	730	730	730	mV
= 100 mA		800	800	800	800	800	800	800	800	800	800	800	800	800	800	mV
Impedenza dinamica con:																
$-I_D$ = 1 mA	R_D	350	340	320	200	40	8	6,5	8	370	340	200	8	8	21	Ω
= 5 mA		52	40	30	10,5	4	3	3	3,2	67	40	10,5	3	4,3	11	Ω
= 20 mA		7	4,7	3,9	2	1,6	1,6	1,8	2,7	12	4,7	2	1,6	2,7	7	Ω
Corrente inversa con:																
$-V_D$ = 1,5 V	$-I_D$									0,2						μA
= 2 V		0,25	0,1	0,03							0,1					μA
= 3 V					0,04	0,03	0,02					0,01	0,02			μA
= 5 V								0,04	0,03					0,03	0,025	μA
Capacità con:																
$-V_D$ = 2 V	C_D	575	525	475	425	375	350	300	250	600	525	425	350	250	150	pF

comportamento si può pensare, in un certo senso, simile a quello di una batteria o di un condensatore. Possono quindi essere impiegati come elementi di accoppiamento tra stadio e stadio in amplificatori in c.c. od al posto della resistenza catodica per ottenere un valore di polarizzazione fisso.

2. - DATI TECNICI

I diodi Zener Philips della serie OAZ200 - OAZ213 sono diodi al silicio a giunzione per lega da impiegare come regolatori di tensione o per tensioni di riferimento.

2.1. - Valori massimi assoluti

Corrente diretta		
di cresta		100 mA
media (tempo d'integrazione max. 20 m/sec oppure componente in c.c.)	I_D	100 mA
Corrente inversa		
di cresta		100 mA
media (tempo d'integrazione max. 20 m/sec oppure componente in c.c.)	$-I_D$	50 mA[1]
sovracorrente istantanea (durata max. 10 μsec)	I_{si}	10 A [2]

2.2. - Dissipazione

Dissipazione complessiva[3]

$$P_{tot} = \frac{\max T_j - T_{amb}}{K}.$$

2.3. - Temperatura

Alla giunzione	T_j	150 °C
D'immagazzinamento	T_s	— 55 + 150 °C

2.4. - Dati termici

Aumento della temperatura alla giunzione rispetto a quella dell'involucro	K	0,15 °C/mW
Aumento della temperatura alla giunzione rispetto alla temperatura ambiente senza aletta di raffreddamento in aria libera	K	0,4 °C/mW
con aletta di raffreddamento tipo « a » o « b » allungata, in aria libera[4]	K	0,3 °C/mW
con aletta di raffreddamento tipo « b » normale montata su radiatore, di alluminio o equivalente, dimensioni 3,5×3,5 cm²	K	0,25 °C/mW

(1) Ammesso che non venga superata la massima dissipazione.
(2) Per valori di sovracorrente istantanea di maggior durata vedi la curva in fig. 5.
(3) Vedi la curva in fig. 4.
(4) Per i dettagli meccanici delle alette di raffreddamento vedi fig. 3.

Evoluzione delle registrazioni musicali

(segue da pag. 241)

ed indipendenti dalla rete elettrica. Questi ultimi sono completamente transistorizzati, e provvisti di motore di trascinamento del nastro, a corrente continua alimentato da pile a secco.

La Germania è oggi in testa a questa produzione, seguita a ruota dal Giappone, particolarmente per i modelli portatili transistorizzati: vengono poi l'Inghilterra e l'America.

Con tale mezzo di registrazione musicale, a diretta e facile portata di mano, si è andata sempre più diffondendo la tendenza di registrare le musiche e le canzoni trasmesse dalla radio in modo da realizzare via via una vera e propria nastroteca con possibilità di facili e rapidi aggiornamenti, integrazioni o sostituzioni dei brani registrati.

Ed ecco sorgere l'allarme degli editori musicali e delle associazioni per i diritti d'autore.

I primi a muoversi sono stati i tedeschi preoccupati del forte calo di vendite dei dischi, attribuibile secondo l o r o alla sempre crescente diffusione del registratore a nastro.

La GEMA (società che rappresenta gli interessi dei compositori, autori ed editori di musica) ha invitato i costruttori di registratori magnetici a diffidare gli acquirenti di non registrare musica trasmessa per radio senza aver prima ottenuto la necessaria autorizzazione scritta della GEMA stessa.

Tale autorizzazione viene data contro pagamento di una certa quota da pattuirsi. Ma sia le fabbriche costruttrici di registratori, sia i privati possessori di un registratore si sono rifiutati di aderire alle richieste della GEMA, mentre la pratica della registrazione domestica delle emissioni radio si va estendendo sempre più.

L'ultimo tentativo della GEMA è stato di chiedere una rivalsa del 5 per cento sul prezzo di vendita dei registratori a titolo di tassa a forfait onde tener conto approssimativo delle registrazioni incontrollate.

Ma anche su questo i produttori tedeschi non hanno inteso di aderire.

La questione è piuttosto insoluta e le varie associazioni internazionali del diritto d'autore stanno facendo un fronte unico che non tarderà a manifestarsi.

Staremo comunque a vedere questa nuova guerra musicale.

A

dott. ing. Giuseppe Baldan

PL500 nuovo pentodo finale di riga con anodo a camera

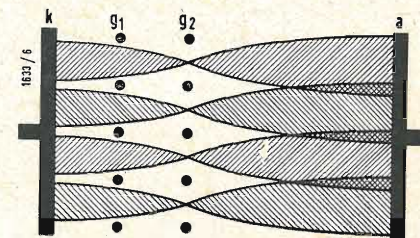



Fig. 1 - La griglia schermo viene posta all'ombra della griglia controllo. K = catodo, g_1 = griglia controllo, g_2 = griglia schermo, a = anodo.

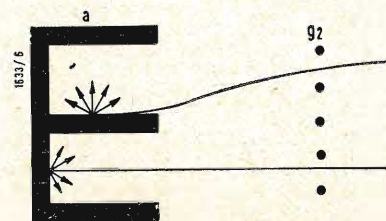



Fig. 2 - Emissione di elettroni secondari da un anodo a camera, causato da un raggio elettronico ortogonale alla griglia schermo e da un raggio elettronico obliquo rispetto alla stessa.

Fig. 3 - Andamento della corrente anodica in una valvola con anodo normale (a) e con anodo a camera (b).

Fig. 4 - Rapporto di suddivisione della corrente per una valvola con anodo normale (a) ed anodo a camera (b).

CON L'INTRODUZIONE dei cinescopi con angolo di deflessione di 110° e con il successivo accorciamento del loro collo è aumentata in modo considerevole l'energia richiesta per il comando di deflessione.

Anche con i perfezionamenti apportati alle bobine di deflessione e con l'aumento del tempo di ritorno non sempre è possibile ottenere la necessaria potenza di deflessione dalla PL36 finora generalmente impiegata. Se non si vogliono variare le condizioni di funzionamento finora accettate, si potrà ottenere la necessaria maggiore potenza solo con una valvola che possa dare una corrente di punta superiore del 15-20% rispetto a quella fornita dalla PL36. La PL500 è stata studiata proprio per risolvere questo problema.

1. - LA POTENZA DISSIPATA NELLA GRIGLIA SCHERMO

Il problema di tutte le valvole ad alta potenza è quello di limitare le potenze dissipate, in particolar modo quella della griglia schermo. La griglia schermo avvolta dall'anodo rovente non può trasmettere per irradiazione il suo calore.

Le alette poste all'estremità dei supposti verticali della griglia possono portare una certa compensazione, però ciò non basta per ottenere delle altissime correnti anodiche di punta senza sovraccaricare la griglia schermo. I costruttori si sono perciò preoccupati continuamente di migliorare il rapporto fra corrente anodica e corrente di griglia schermo, cioè di aumentare il quoziente I_a/I_{g2}. Questo quoziente dipende in primo luogo dal rapporto fra il passo della spirale e il diametro del filo. Però per ragioni di stabilità questo rapporto non può essere aumentato indefinitivamente.

Già da diversi anni si è sfruttata anche la possibilità di disporre le spire della griglia schermo nell'ombra elettronica delle spire della griglia controllo, in modo da diminuire la corrente catodica che colpisce direttamente la griglia schermo. Questo accorgimento era stato usato anche per l'attuale pentodo PL36 e per il suo predecessore PL81 (fig. 1). L'effetto viene appoggiato anche da una opportuna scelta delle distanze e delle pendenze. Queste ultime due grandezze definiscono, assieme alle tensioni applicate, la distanza focale delle lenti elettroniche formate dalle griglie. Se il fuoco, visto guardando dal catodo, cade sul piano della griglia schermo od oltre la griglia stessa, le componenti di corrente che portano verso la griglia sono ridotte al minimo.

2. - L'EMISSIONE SECONDARIA

La corrente di griglia schermo è formata, oltre che dagli elettroni provenienti dal catodo, anche dagli elettroni secondari che vengono emessi dall'anodo in seguito all'urto degli elettroni primari. Questa seconda parte della corrente di griglia schermo è particolarmente importante nei pentodi finali di griglia, perchè durante l'andata di riga la tensione anodica scende al di sotto della tensione della griglia schermo in modo che questa può captare una parte molto rilevante degli elettroni emessi dall'anodo. Ora sono noti alcuni sistemi con i quali è possibile limitare l'emissione secondaria: per esempio il montaggio di una terza griglia o di lamierini di irradiazione, non è però possibile eliminarle completamente sopratutto in vicinanza del ginocchio della caratteristica del pentodo. Purtroppo nei pentodi finali di riga, a causa delle necessità di avere un'alta potenza, si lavora molto vicino al ginocchio della caratteristica. Le correnti che limitano la potenza sono quelle che passano durante l'andata, cioè in vicinanza del ginocchio, quando è massima la parte della corrente di griglia schermo derivante dalla emissione secondaria. Questa emissione si può diminuire anche annerendo l'anodo, è però impossibile annullarla completamente.

3. - L'ANODO A CAMERA

Un nuovo sistema per diminuire l'emissione secondaria è offerto dall'anodo a camera. Gli elettroni secondari partono dal punto di urto degli elettroni primari con delle direzioni uniformemente distribuite nello spazio. Se la piastra dell'anodo è disposta parallelamente alla griglia schermo, tutti gli elettroni secondari hanno una componente di velocità diretta verso la griglia schermo, è quindi soddisfatta la prima condizione per il loro arrivo sulla griglia schermo. Ciò non vale più se gli elettroni primari colpiscono una superficie di-

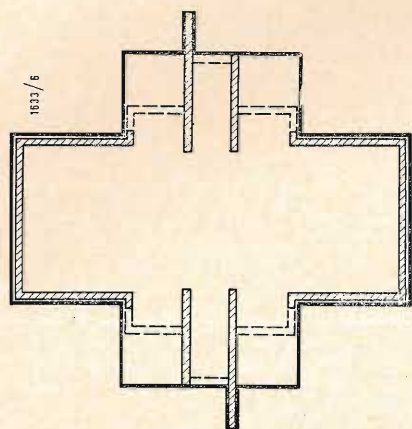



Fig. 5 - Sezione dell'anodo interno e delle due calotte dell'anodo esterno di una PL500

Fig. 6 - Curve limiti per la PL 500. Il campo ammesso normalmente è quello tratteggiato. La curva (*a*) dà i valori limiti normali, la curva (*b*) i valori limiti massimi.

sposta a 90° rispetto alla superficie della griglia schermo; in queste condizioni solo il 50% degli elettroni ha una componente di velocità diretta verso la griglia schermo.

Se si riuniscono queste superficie ortogonali rispetto alla griglia schermo in una disposizione a forma di camera (fig. 2), si ottengono degli spazi a potenziale uniforme all'interno dei quali gli elettroni secondari non sono soggetti ad alcuna forza.

Solo una parte degli elettroni può uscire dalle camere e dirigersi verso il campo di azione della griglia schermo. Le camere si comportano come delle trappole per gli elettroni secondari, esse non impediscono la loro formazione, ma si oppongono alla loro uscita. Il loro effetto è più sensibile se sono molto profonde e se la loro apertura di entrata è più piccola. Quindi si potrebbe ottenere un effetto molto accentuato suddividendo la superficie dell'anodo in molte camere, ma in questo modo si finirebbe con l'aumentare troppo il costo della valvola. Nella PL500 ciascuno dei due lati attivi dell'anodo è provvisto di tre camere, le quali permettono di ridurre a metà la corrente di griglia schermo.

Le fig. 3 e 4 illustrano i risultati ottenuti, mettendo a confronto le curve rilevate con anodi tradizionali ed anodi a camera: la corrente anodica nel campo al di sopra del ginocchio è diventata maggiore, perchè la parte predominante degli elettroni secondari che diminuiscono il flusso primario vengono eliminati e come conseguenza il rapporto I_a/I_{g2} viene sensibilmente aumentato al di sopra del ginocchio.

In pratica l'anodo viene composto da tre parti (fig. 5). Nelle valvole nelle quali la griglia schermo viene posta nell'ombra della griglia controllo, l'anodo viene infilato solo dopo che è stata regolata la posizione reciproca delle due griglie. Nella PL500 si impiega un anodo interno che è formato dalle pareti intermedie delle camere e dei lati minori non attivi. Mancano ancora tutte le parti esterne dell'anodo in modo che sia possibile osservare e regolare comodamente le griglie. Dopo l'aggiustaggio, l'ultima operazione consiste nell'applicazione di due calotte esterne e nel loro fissaggio all'anodo interno. Il telaio interno dell'anodo garantisce una buona stabilità al sistema durante il montaggio. Le due pareti intermedie delle camere sono sporgenti verso la griglia in modo da ottenere la stessa sicurezza contro le oscillazioni di Barkhausen di quella che si aveva con il lamierino mediano dell'anodo della PL36. L'effetto di diminuzione della emissione secondaria dato dall'anodo a camere è così sensibile che la PL500 a parità di perdite di griglia schermo permette la derivazione di una corrente anodica di punta superiore del 20% circa rispetto a quella derivabile da una PL36. L'aumento della corrente anadica è però in parte dovuto anche all'aumento del 10% della superficie dell'anodo.

4. - LA TECNICA «MAGNOVAL»

L'ampolla della PL500 ha lo stesso diametro esterno della PL36, tuttavia le due valvole hanno un aspetto diverso. La PL36 è eseguita ancora con la tecnica « bantal », cioè con una ampolla di piccolo formato applicata ad uno zoccolo octal ad otto piedini; la PL500 è invece eseguita secondo la tecnica « magnoval », tutta vetro, con dimensioni maggiori della tecnica « noval ». I piedini in acciaio al cromo hanno un diametro di 1,27 mm. Il piatto dello zoccolo ha nove piedini disposti lungo un cerchio con un diametro di 17,45 mm diviso in dieci parti. I piedini, più grossi rispetto all'esecuzione « noval », permettono di impiegare delle molle più robuste nello zoccolo presa, questo fatto e l'aumentato diametro della corona dei piedini garantiscono un fissaggio più sicuro della valvola relativamente pesante. A parte il risparmio in peso ed in volume, la nuova esecuzione garantisce un migliore isolamento, a causa della sostituzione dello zoccolo in plastica con lo zoccolo in vetro. Le elevate perdite delle valvole finali di riga hanno come conseguenza elevate temperature dello zoccolo, che arriva molto vicino alle temperature limiti. Questo pericolo non esiste più nella tecnica « magnoval » e ciò significa avere aumentato la sicurezza di funzionamento della valvola.

5. - DATI TECNICI

Le caratteriste tecniche più importanti sono raccolte nella tabella allegata. Oltre alle caratteristiche desideriamo però fornire anche dei chiarimenti su alcune particolarità. Le potenze dissipate dall'anodo e dalla griglia schermo non sono date come dei valori limiti individuali ma si è preferito dare una curva che mette in evidenza la relazione fra i due valori limiti, in modo da dare all'utilizzatore la possibilità di scegliere secondo i casi diverse condizioni limiti.

A differenza di quanto era stato fatto per la PL36, per la PL500 si sono date due curve limiti. La curva inferiore vale come per la PL36 per i dati limiti normali. La curva superiore vale invece per i dati limiti massimi. La nuova curva serve per controllare le condizioni di lavoro in caso di una sovratensione di rete, il che è molto importante nelle valvole finali di griglia. Infatti in caso di aumento della tensione di rete, la tensione anodica (che è quella che limita la potenza massima) aumenta della stessa quantità, quindi percentualmente aumenta molto di più della tensione di rete.

A

TABELLA. - Caratteristiche della PL500

Dimensioni:

Lunghezza totale ≤ 104,2 mm; Altezza di montaggio ≤ 95,5 mm; Diametro ≤ 30,2 mm.

Filamento:

$V_f = 28$ V; $I_f = 300$ mA.

Caratteristiche dinamiche (misura possibile solo con funzionamento ad impulsi)
$V_a = 75$ V; $V_{g2} = 200$ V; $V_{g1} = 10$ V; $I_{as} = 440$ mA; $I_{g2s} = 37$ mA.

Dati limiti:

$V_{ao} = 550$ V; $V_a = 250$ V; $V_{as} = 7000$ V; $V_{g20} = 550$ V; $V_{g2} = 250$ V; N_a, N_{g2} = vedi fig. 8; $I_k = 250$ mA; $R_{g1} = 2,2$ MΩ; $V_{gk} = 220$ V; $R_{gk} = 20$ kΩ.

Caratteristiche di funzionamento:
In circuiti stabilizzati (funzionamento sopra il ginocchio):

Tensione di alimentazione		170			200			230		V
Resistenza min. di griglia schermo		1,2			1,5			2,2		kΩ
Tensione di griglia schermo	110	130	150	130	150	170	160	180	200	V
Tensione anodica alla fine dell'andata	50	55	59	55	59	63	61	65	70	V
Tensione di griglia controllo alla fine dell'andata		–10			–10			–10		V
Corrente anodica di punta	110	210	270	210	270	330	300	360	420	mA

In circuiti non stabilizzati (funzionamento fino a sotto il ginocchio):

Tensione di alimentazione	170	200	230	V
Resistenza min. di griglia schermo	2,2	2,2	2,2	kΩ
Tensione di griglia controllo alla fine dell'andata	+1	+1	+1	V
Corrente anodica di punta	200	260	320	mA

Nuovi transistori bistabili a quattro strati Tung-Sol dynaquad 2N1966, 2N1967 e 2N1968*

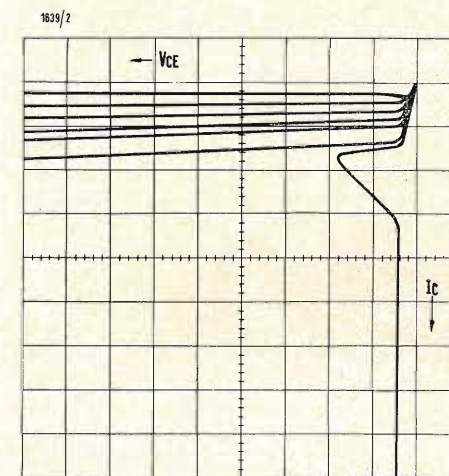



Fig. 1 - Caratteristiche di collettore del *dynaquad* in funzione della corrente di base.

UN'AMPIA documentazione a disposizione dei tecnici dimostra l'enorme risparmio di componenti e la sostanziale riduzione del cablaggio e della complessità dei circuiti che si possono ottenere con l'uso dei transistori *dynaquad* TUNG-SOL. La riduzione dei componenti si palesa in particolare dall'economia ottenibile nel montaggio (specialmente coi circuiti stampati) di complessi in svariatissime applicazioni, tra le quali ricordiamo i gruppi di memorizzazione dei calcolatori elettronici, i piloti a nucleo, gli azionatori dei rélé, i generatori vobulati e i commutatori di grande potenza.

Il *dynaquad* è un dispositivo a 3 terminali con caratteristiche di commutatore rigenerativo.

Un terminale, la base, serve come elemento di controllo per l'inizio dell'azione rigenarativa. Acconsente la chiusura e l'apertura con modesti impulsi di potenza di comando.

In tale modo un piccolo segnale controlla elementi di grande potenza, con un rapporto tra potenza controllata e potenza di controllo molto superiore a quello realizzabile coi convenzionali transistori a giunzione a tre stadi. (*a. n.*)

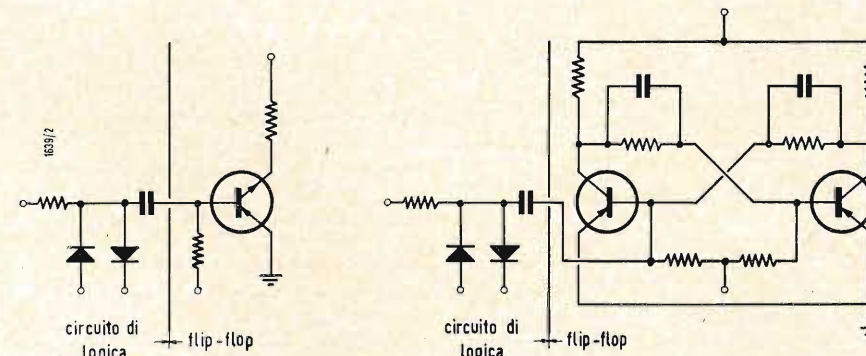



Fig. 2 - Sette componenti invece di quattordici. Il confronto di un singolo stadio di un registro a 10 bit, progettato con transistori dynaquad (a sinistra) con analogo circuito fatto coi componenti convenzionali (a destra), mostra la semplicità dei circuiti e la riduzione dei componenti ottenuta coi nuovi transistori a giunzione pluristrati di germanio della TUNG-SOL.

Caratteristiche elettriche normali e dati di funzionamento del dynaquad

dissipazione di collettore	120mW
CEB tensione di scarica del collettore	—50V
corrente collettore-base	16mA
corrente di base	0,1mA

(*) I dynaquad sono stati recentemente presentati dalla TUNG-SOL, di cui è agente esclusiva per l'Italia la Ditta MILANO BROTHERS, New York - Milano.

dott. ing. Piero Soati

Note di servizio del ricevitore di TV Autovox TM810

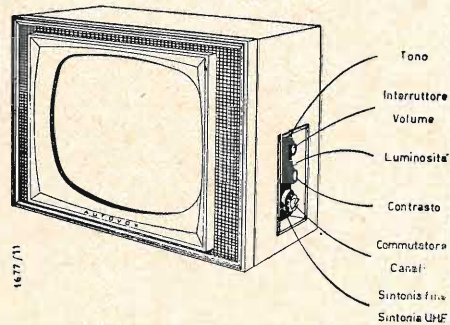



Fig. 1 - Disposizione dei comandi laterali.

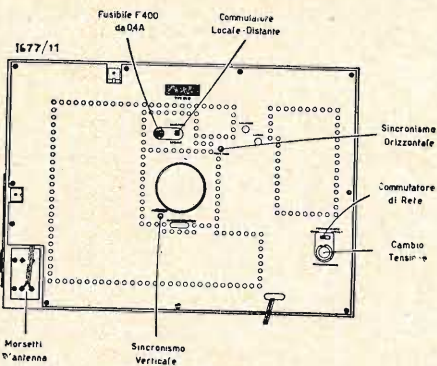



Fig. 2 - Disposizione dei comandi posteriori.

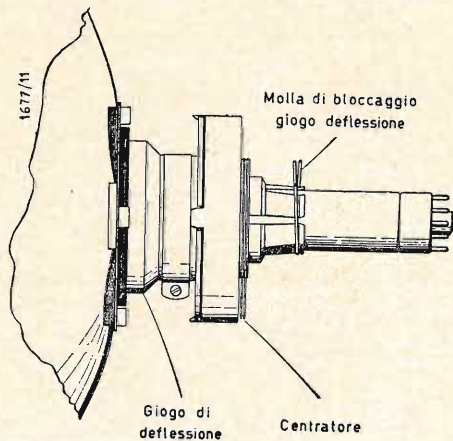



Fig. 3 - Particolare del giogo di deflessione e dei comandi sul collo del cinescopio.

1. - CARATTERISTICHE GENERALI

Il ricevitore per TV, AUTOVOX modello TM810, è del tipo intercarrier ed è adatto per la ricezione di tutti gli otto canali VHF più un canale UHF, secondo la standard italiano. Esso può essere inserito sulle reti che lavorino con tensioni comprese fra i 110 ei 240 V. Il consumo totale è di 160 W; la potenza di uscita, in audio, di 2 W indistorti. Ingresso di antenna 300 Ω bilanciati. *Media frequenza video*: portante audio 45,75 MHz, portante video 40,75 MHz. *Media frequenza suono*: 5,5 MHz.

2. - VALVOLE USATE

V_{11} = 4BQ7A amplificatrice radio frequenza; V_{12} = 5U8 oscillatrice-convertitrice; V_{21} = 3CB6 1° media frequenza; V_{22} = 5AN8 2° media frequenza video-oscillatrice verticale; V_{23} = 5AN8 3° media frequenza video-invertitrice sincronismi; V_{24} = 6AW8A amplificatrice video finale-separatrice dei segnali di sincronismo; V_{31} = 3AU6 media frequenza suono; V_{32} = 5T8 discriminatrice suono e amplificatrice BF; V_{33} = 5AQ5 amplificatrice finale suono; V_{41} = 12BQ6GTB finale verticale; V_{42} = 6SN7GTB oscillatrice orizzontale; V_{43} = 12DQ6A amplificatrice finale orizzontale; V_{44} = 12D4GT economizzatore orizzontale (smorzatrice); V_{45} = 1G3GT raddrizzatrice alta tensione; OA81 = rivelatore germanio; RS500-RS501 = raddrizzatori al selenio; 21CQP4 = tubo a raggi catodici da 21″.

3. - INSTALLAZIONE

Il televisore è fornito perfettamente regolato dalla casa costruttrice, ad ogni modo è sempre consigliabile controllare i diversi comandi, i quali, per ragioni relative il trasporto, si possono essere sregolati. In tal caso si agirà come segue:

1) Accertarsi che il cambio di tensione sia predisposto per la tensione della rete, tenendo presente che esiste un apposito commutatore da usare per quelle reti che normalmente siano survoltate. 2) Accendere il televisore, dopo di chè si dovrà vedere lo schermo illuminato circa 20 secondi dopo dall'accensione stessa. Qualora l'apparecchio non funzioni ispezionare i fusibili F_{500} e F_{400} da 1,5 e 0,4A (figura 2-3). Dopo aver collegato la discesa di antenna ai relativi morsetti, sintonizzare il ricevitore sulla stazione locale, ruotando la manopola di sintonia fina, fino ad ottenere una ottima definizione e l'assenza delle caratteristiche righe del suono sull'immagine. 4) Il televisore con i due comandi di sincronismo, orizzontale e verticale, disposti al centro dovrà restare in sincronismo anche quando venga spento e riacceso, oppure dopo aver effettuato la commutazione su altro canale. *Non si deve mai fare uso del comando di sincronismo orizzontale per centrare l'immagine, ma soltanto per ottenere la migliore messa a punto del solo sincronismo.* Qualora il sincronismo non sia perfetto regolarsi come indicato più oltre. 5) Nel caso in cui l'immagine sia spostata rispetto al quadro, occorre agire sul centratore che è disposto sulla parte posteriore del giogo di deflessione, (figura 3), possibilmente in presenza dell'emissione del monoscopio di prova da parte della stazione televisiva. 6) Valendosi sempre dell'emissione del monoscopio, occorre controllare i comandi di larghezza, di altezza, di linearità verticale ed orizzontale. Detti comandi si trovato nella parte posteriore del televisore. La deflessione orizzontale è regolabile tramite i due comandi: *Linearità orizzontale*, che serve a rendere l'immagine lineare orizzontalmente e quella di *larghezza* che ha lo scopo di permettere la regolazione delle dimensioni orizzontali del quadro. 7) Al termine del controllo dei suddetti comandi si procederà alla regolazione, eventuale, dei comandi relativi la deflessione verticale, è cioè *l'altezza* e la *linearità*. Tali comandi debbono essere regolati alternativamente fino ad ottenere la figura del monoscopio perfettamente regolare e lineare. Dopo aver eseguito le eventuali suddette operazioni si dovrà centrare nuovamente l'immagine agendo come è già stato descritto. 8) Il commutatore *locale-distante* deve essere regolato in posizione LOC quando il televisore funge in zone dove il segnale è molto forte, oltre i 6 mV, ed in posizione DIST in quelle zone dove il segnale è debole. 8) Comandi: *Luminosità* ha il compito di determinare l'intensità luminosa delle parti bianche dell'immagine. Tale comando deve essere regolato in relazione alla luminosità ambiente ed in modo da non provocare « *sfarfallio* » il quale è dovuto ad una eccessiva luminosità del quadro. *Contrasto*, serve a determinare la graduazione dei grigi dell'immagine. Detta regolazione è opportuno eseguirla valendosi dell'apposita fascia dei grigi presente nel monoscopio. *Volume* e *Tono* hanno il compito di permettere la regolazione del volume sonoro dell'altoparlante e di raggiungere un ottima tonalità. (figura 1).

Z_0	R_0	R_1
50 Ω	56 Ω	120 Ω
72 Ω	82 Ω	110 Ω
92 Ω	110 Ω	100 Ω

Fig. 4 - Terminazione del cavo del generatore.

Fig. 5 -

Fig. 6 -

4. - ALLINEAMENTO DEI CIRCUITI A RADIO E MEDIA FREQUENZA

1) Accendere il televisore 15 minuti prima delle operazioni di taratura. 2) Applicare una tensione di polarizzazione di —5 V tra il punto di giunzione di R_{203} con C_{203} e la massa. 3) Portare il commutatore in una posizione libera. 4) Collegare il vobulatore tra il piedino 2 della valvola 5U8 (12) e la massa, a mezzo di un condensatore da 10.000 pF. Frequenza di lavoro 43 MHz: spazzolamento 10 MHz. 4) Eseguire l'allineamento come indicato nella tabella. 5) Controllare la curva totale di risposta che deve essere uguale a quella di figura 6, caso contrario ritoccare i vari circuiti fino ad ottenere una curva esatta.

5. - ALLINEAMENTO DEI CIRCUITI RF

1) Accendere il televisore come sopra indicato. 2) Applicare una tensione di polarizzazione di 1,5 V tra il punto di giunzione R_{102} e R_{225} e la massa. 3) Collegare il vobulatore ai morsetti di an-

Tabella per l'esecuzione dell'allineamento dei circuiti a radio e media frequenza

Operaz.	Segnale di riferimento	Oscillografo	Circuito da accordare	Note
1	45,1 MHz	Piedino 5 valvola V_{21} tramite rivelatore cristallo	T_{103} fig. 7	Per la massima ampiezza della curva in corrispondenza del segnale di riferim.
2	42,1 MHz	c.s.	L_{201} fig. 7	c.s.
3	40,25 MHz	c.s.	T_{201} nucleo superiore fig. 7	Per la minima ampiezza in corrispondenza del segnale di riferimento. La curva risultante è quella di fig. 5
4	41,4 MHz	Punto di giunzione R_{213} con L_{203}	T_{201} nucleo inferiore fig. 7	Per la massima ampiezza della curva in corrispondenza del segnale di riferim.
5	44,4 MHz	c.s.	T_{202} fig. 7	c.s.
6	43,4 MHz	c.s.	T_{203} fig. 7	c.s.

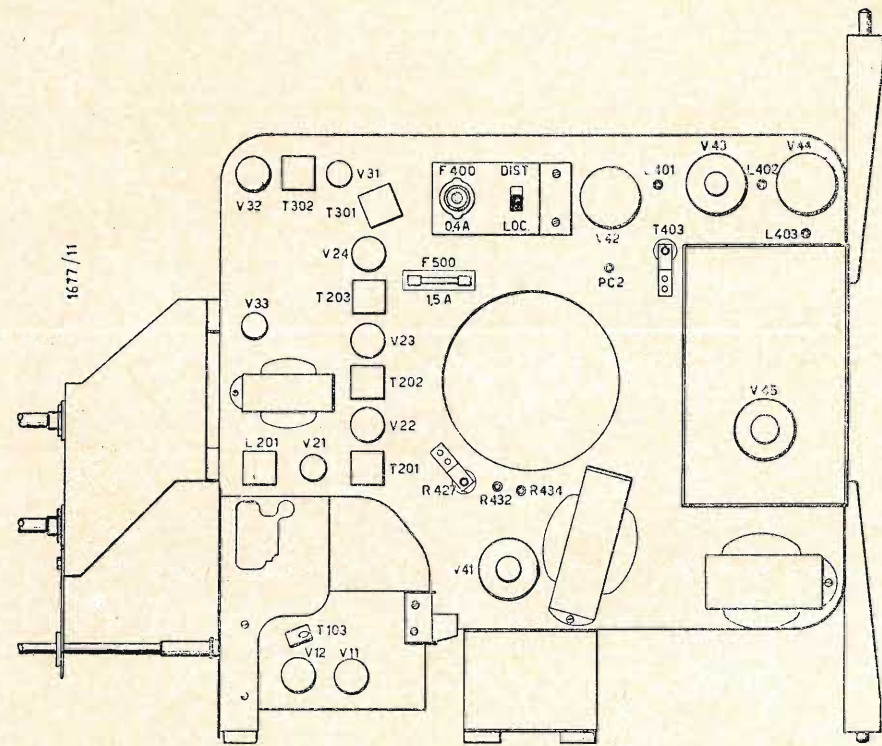



Fig. 7 - Disposizione dei principali componenti elettrici sul telaio verticale.

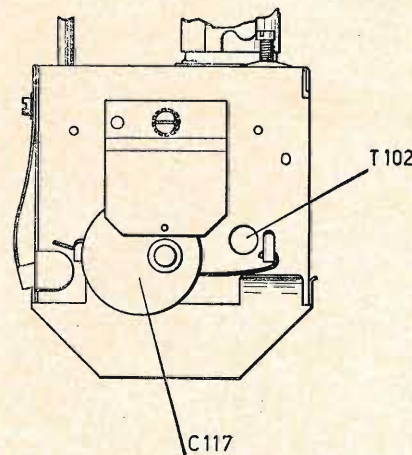
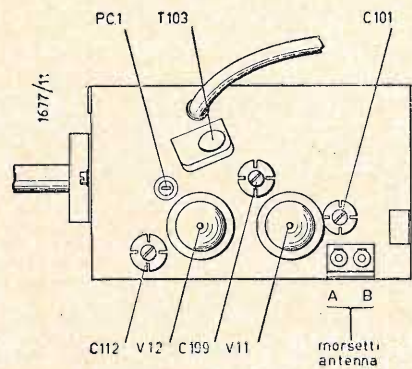



Fig. 8 - Disposizione dei principali componenti elettrici sul grup: o RF.

tenna, tenendo presente che il cavo di uscita del vobulatore stesso deve avere un uscita di 300 Ω bilanciata verso massa. In caso contrario occorre adattarlo mediante resistenze ad impasto (autoinduttive). La resistenza R_0 di figura 4a non deve essere inserita se il vobulatore è chiuso su una resistenza uguale all'impedenza caratteristica. Lo spazzolamento deve essere di 15 MHz. 4) Collegare l'oscillcgrafo nel punto di controllo PC_1 di figura 8. 5) Portare il commutatore sul canale G. 6) Regolare lo sweep per la frequenza video ed audio del canale interessato e il vobulatore per la frequenza media (esempio 56,5 MHz per il canale A avente 53,75 MHz video e 59,25 MHz audio; 65 MHz per il canale B avente 62,25 MHz video e 67,75 MHz audio ecc.). 7) Regolare i compensatori C_{101}, C_{109}, C_{112}, figura 8, fino ad ottenere la curva di figura 9a. 8) Controllare le curve di risposta degli altri canali che dovranno risultare uguali alla curva di figura 9b entro i limiti mostrati dalle figure 9c, 9d, 9e. 9) Per l'allineamento del canale UHF il vobulatore deve essere collegato come da figura 4b. Lo sweep dovrà essere sintonizzato sulla frequenza video di 45,75 MHz e su quella audio di 40,25 MHz ed il vobulatore su 43 MHz.

6. - ALLINEAMENTO OSCILLATORE RF

1) Polarizzare con tensione di —1,5 V applicata tra il punto di giunzione R_{102} e R_{225} e la massa. 2) Applicare pure una tensione di polarizzazione di —5 V tra li punto di giunzione di R_{203} e C_{203}. 3) Portare il condensatore di sintonia in posizione di figura 8. 4) Collegare il vobulatore con uscita 300 Ω ai morsetti di antenna. 5) Collegare l'oscillografo tra il punto di giunzione di R_{213} e L_{203} e la massa. 6) Far corrispondere il segnale di riferimento della portante audio di ciascun canale con la posizione indicata PS della figura 10 accordando il nucleo del trasformatore T_{102}.

7. - ALLINEAMENTO DEI CIRCUITI DI MEDIA FREQUENZA E TRAPPOLA SUONO A 5,5 MHz

1) Collegare il generatore a 5,5 MHz tra il punto di giunzione C_{211} con L_{202} e la massa. 2) Collegare il voltmetro e valvola a RF tra il piedino 2 del cinescopio e la massa. 3) Regolare il generatore per l'uscita max. 4) Regolare il nucleo superiore di T_{301} (media frequenza) per la minima lettura. 5) Collegare il voltmetro a valvola (tensione continua) tra il piedino 2 della valvola V_{32a} (5T8) e la massa. 6) Regolare il nucleo inferiore di T_{301} per la massima uscita. La tensione letta deve essere mantenuta tra 1 e 1,5 V agendo sulla tensione di entrata. 7) Ripetere le operazioni 2, 3, 4,. 8) Regolare l'uscita del generatore fino a leggere sul voltmetro una tensione di circa

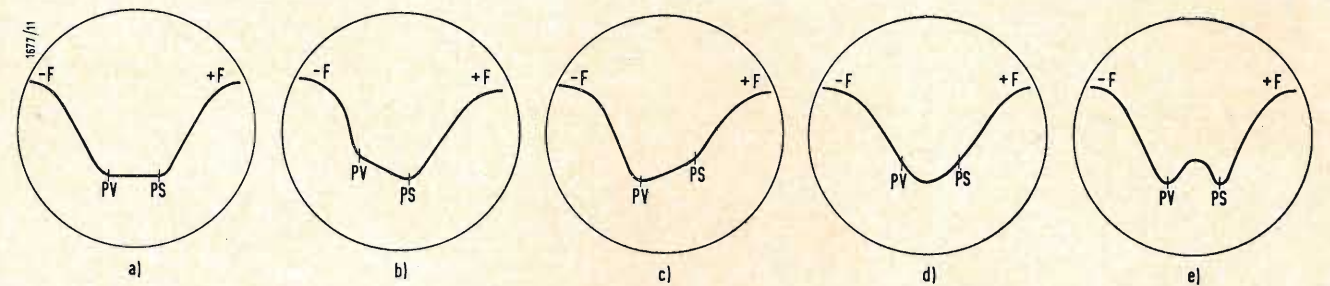



Fig. 9 - Curve ottenibili durante l'allineamento del gruppo RF. In corrispondenza di ciascun canale dovranno ottenersi curve di risposta, quanto più possibile uguali a quella ideale di fig. 9a.

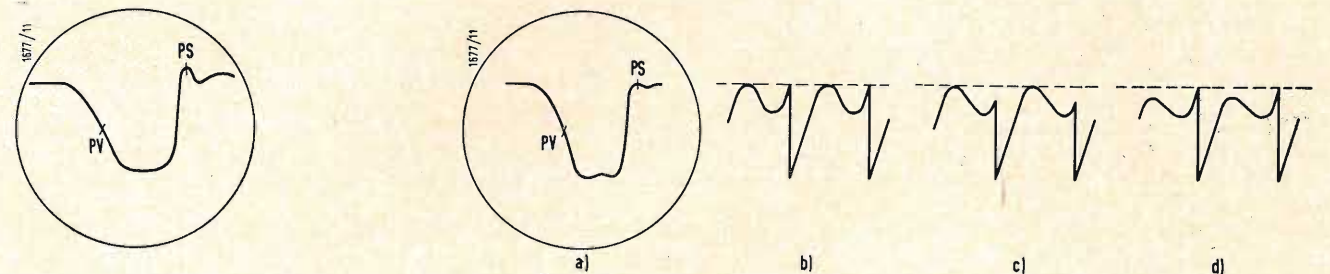



Fig. 10 - Curva di risposta complessiva.

Fig. 11 - Procedura per il controllo dell'allineamento dell'oscillatore orizzontale.

15 V. 9) Regolare i nuclei inferiori e superiore di T_{302} (media frequenza) per la massima uscita. 10) Collegare tra il piedino 2 della valvola 5T8 (V_{32}) e la massa due resistenze in serie da 100 kΩ ± 5%. 11) Collegare il voltmetro a valvola tra il punto di giunzione delle due resistenze da 100 kΩ ed il punto di giunzione di R_{304} con C_{310}. 12) Regolare il nucleo superiore di T_{302} per uscita zero. 13) Collegare il voltmetro tra il piedino 2 della valvola (5T8) e V_{32} e la massa. 14) Regolare il nucleo inferiore di T_{302} per la massima uscita.

8. - ALLINEAMENTO OSCILLATORE ORIZZONTALE

Detta operazione deve essere eseguita qualora la stabilità del sincronismo orizzontale non sia perfetta. 1) Dopo che il televisore è stato acceso 15 minuti prima sintonizzarlo sulla stazione locale. 2) Ruotare il comando di frequenza orizzontale T_{403} fino a portare l'oscillatore in sincronismo. 3) Collegare tra il punto di controllo PC2 e la massa un oscillografo tramite un condensatore da 10 pF. 4) Accordare la bobina L_{401} fino ad ottenere la curva di figura 11. 5) Ruotare in senso orario il comando-frequenza orizzontale T_{403} fino a portare l'oscillatore fuori sincronismo. Girare lentamente il comando di sincronismo in senso antiorario fino a che l'oscillatore entri in sincronismo, dopo di che fare ancora un giro e mezzo. 6) Ripetere le operazioni 3 e 4 controllando se accorra ritoccare il nucleo della bobina L_{401}.

Se ciò non è necessario l'operazione è terminata, altrimenti ritoccare il nucleo e ripetere l'operazione 5. *A*

* * *

Scoperto il piu potente campo magnetico stellare

Il prof. Horace W. Babcock, un astronomo degli osservatori di Monte Palomar e Monte Wilson, ha annunciato la scoperta del più potente campo magnetico naturale in una stella della costellazione della Lucertola priva persino di un nome. La formidabile concentrazione di energia magnetica, valutata a 34.000 gauss, proviene da una stella che viene distinta dalle altre semplicemente dal numero di catalogo HD 215441. Il campo magnetico di questa stella supera di diverse centinaia di volte quello delle stelle individuate in precedenza.

Per farsi un'idea dell'intensità del campo magnetico siderale, basterà ricordare che il campo magnetico terrestre è inferiore a un gauss, mentre quello solare lo supera di poco. I campi magnetici delle stelle note raggiungono intensità medie di 1000 o 2000 gauss. *(u.s.)*

dott. ing. Antonio Nicolich

Studio di un generatore a quarzo per 450-470 MHz*

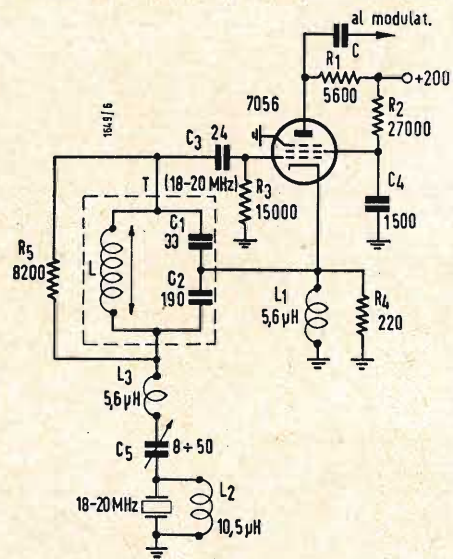



Fig. 1 - Oscillatore che impiega un cristallo per armoniche risonante serie

LA RICHIESTA di comunicazioni per mezzo di radio mobili ha portato allo sfruttamento intensivo di tutte tre le bande di frequenze per veicoli terrestri (25 ÷ 54; 144 ÷ 174; 450 ÷ 470 MHz). La MOTOROLA ha recentemente introdotto una nuova unità per l'uso in questi canali. L'apparecchio è nuovo sia elettricamente, sia meccanicamente. Una sua caratteristica è un oscillatore a cristallo risonante in serie per armoniche molto stabile. I tre maggiori punti di vista tenuti presenti nel progetto dell'oscillatore a cristallo sono:

a) Progettare un oscillatore controllato a cristallo molto stabile per trasmettitore a 450 ÷ 470 MHz impiegato in comunicazioni mobili.

b) Ridurre il livello di pilotaggio del cristallo 2 mW o meno per migliorare la vita e la sicurezza di funzionamento del cristallo.

c) Progettare un circuito che deve avere una stabilità di frequenza di ± 60 parti per milione, senza degradare la stabilità e reliabilità dell'oscillatore.

1. - QUALE TIPO DI OSCILLATORE?

Prima di procedere allo studio del circuito, si doveva prendere una decisione nel fare la selezione fra i modi a risonanza in serie e a risonanza in parallelo di funzionare del cristallo dell'oscillatore.

Gli oscillatori a cristallo a risonanza in parallelo vengono usati specialmente con cristalli a modo fondamentale alle frequenze sotto i 20 MHz. Gli oscillatori a cristallo a risonanza in serie sono molto largamente usati nel funzionamento per armoniche e per frequenze più alte. Per ottenere la massima stabilità di frequenza si preferisce in genere far lavorare il cristallo alla sua frequenza di risonanza in serie.

Il progetto dell'apparecchio prevedeva una moltiplicazione per 24 della frequenza del cristallo al valore finale di frequenza stabilito. Perciò per coprire la gamma da 450 a 470 MHz l'oscillatore deve lavorare da 18,7 a 19,6 MHz. Queste frequenze sono precisamente al limite per il quale il modo risonante serie di funzionamento del cristallo è più pratico del modo risonante parallelo.

La frequenza di un cristallo varia in modo inversamente proporzionale al suo spessore. Per frequenze molto alte dovrebbe essere molto sottile e potrebbe rompersi facilmente. La frequenza per la quale il cristallo diviene troppo sottile per essere di uso pratico e duraturo, dipende dal materiale del cristallo e dal suo tipo di taglio. Il limite pratico per cristalli di quarzo vibrante in modo fondamentale è di circa 15 MHz; è però possibile portare un cristallo di quarzo a lavorare a 20 MHz.

Per osservare le prescrizioni della FCC si è dovuto considerare come elemento di primaria importanza la stabilità di frequenza di ± 0,0005%. Si è infine scelto un oscillatore a cristallo per armoniche a risonanza in serie sia per la miglior produzione esistente per questi tipi di cristallo, sia per la frequenza di lavoro (18 ÷ 20 MHz) e per la massima stabilità di frequenza. Inoltre i cristalli per armoniche hanno un Q più alto e sono più economici dei cristalli in fondamentale. Lo schema del circuito è indicato in fig. 1.

2. - IL CIRCUITO FONDAMENTALE

Si è poi dovuto scegliere il tipo fondamentale di oscillatore. Si è deciso di usare un oscillatore Colpitts ad accoppiamento elettronico con anodo a massa. Questo tipo è versatile, di facile messa in funzione, adattabile ad un vasto campo di frequenze ed ha talvolta miglior stabilità di frequenza dell'oscillatore Hartley.

In questo genere di circuito la griglia schermo funziona da anodo. La via della R.F. attraverso la capacità C_2 viene completata attraverso la capacità di griglia schermo C_4. La placca del tubo serve solo come elettrodo di uscita. Poichè la capacità di griglia schermo blocca la tensione continua, mentre trasmette la tensione alternativa di alta frequenza, la griglia schermo risulta effettivamente messa a massa per la R.F. La placca viene così schermata dalla sezione oscillatrice del tubo, ottenendosi in tal modo di minimizzare l'effetto delle variazioni dell'impedenza del carico anodico sull'oscillatore. Poichè la griglia schermo è fatta a maglia di filo sottile, alcuni elettroni da essa attirati, l'attraversano. Essendo la placca a potenziale più alto della griglia schermo, questi elettroni vengono attirati dalla placca. La frequenza della componente alternativa della corrente anodica è uguale alla frequenza dell'oscillatore. Perciò l'energia viene emessa al

Fig. 2 - Circuito fondamentale dell'oscillatore senza il cristallo.

Fig. 3 - Circuito elettrico equivalente di un cristallo di quarzo in un contenitore.

carico di uscita attraverso una corrente elettronica. Poichè il mezzo di accoppiamento è una corrente elettronica, il circuito è chiamato « oscillatore ad accoppiamento elettronico, o circuito ECO ».

In fig. 2 il catodo, la griglia controllo, lo schermo insieme col circuito accordato funziona come una normale oscillatore Colpitts a triodo in cui lo schermo funge da anodo per l'oscillatore. La capacità C_4 di by-pass di schermo isola la sezione triodica dalla placca del tubo e fornisce reazione attraverso C_2 al carico alternativo di catodo.

Il circuito accordato è C_1, C_2, L. L'induttanza della bobina L è variabile per mezzo di un nucleo a polvere di ferro, per coprire la gamma da 18 a 20 MHz. L'impedenza di arresto L_1 provvede il ritorno al catodo per la corrente anodica, mentre costituisce una forte impedenza per la R.F.

La maggior parte degli elettroni che lasciano il catodo raggiungono la placca che è a potenziale più alto della griglia schermo. La componente alternativa della corrente anodica è accoppiata al carico dal condensatore C, mentre R_1 blocca questa stessa corrente alternata a R.F. dal polo positivo dell'alimentatore.

Poichè lo schema con placca a masse non fornisce amplificazione di tensiona, l'oscillazione può innescarsi solo se si inserisce un trasformatore in salita fra il catodo e la griglia.

Il circuito T soddisfa questa esigenza. Esso agisce come un autotrasformatore; inoltre esso diviene un circuito selettivo per la terza armonica meccanica del cristallo, quando in fig. 2 si aggiunge il cristallo. Il campo di accordo del circuito accordato T è da 18 a 20 MHz. Variando la capacità di C_1 e/o C_2 la tensione ai capi del circuito accordato viene ripartita per produrre la richiesta caduta di tensione ai capi di C_1, necessaria per la corretta eccitazione della griglia.

Durante una parte di ciascun ciclo a c.a. nell'oscillatore, la griglia diviene positiva. Per evitare che il tubo faccia passare un'eccessiva intensità di corrente anodica durante questa parte del ciclo, quasi tutti i circuiti di oscillatori impiegano l'autopolarizzazione di griglia.

Qualsiasi tensione alternativa ai capi della capacità di griglia varierà la tensione oscillante di griglia. Per limitare a un minimo la tensione ai capi della griglia, il valore della capacità deve essere il più grande possibile di uso pratico. Il massimo valore di capacità è inoltre limitato dalla costante di tempo desiderata. La costante di tempo deve essere abbastanza piccola rispetto al periodo della frequenza di oscillazione, in modo che l'autopolarizzazione non possa raggiungere valori così alti da bloccare l'oscillazione. Il valore di autopolarizzazione per ogni particolare tubo impiegato, determina il valore della resistenza di griglia. Perciò, per ridurre la costante di tempo, occorre usare un piccolo valore per la capacità di griglia.

L'aumento della tensione di placca di un oscillatore ad accoppiamento elettronico, provoca una variazione della frequenza di oscillazione, ma in senso opposto a quella destata da un aumento della tensione di schermo. Se la tensione di griglia schermo è ricavata da un divisore di tensione variabile, la tensione di griglia schermo può essere regolata in modo che queste due azioni si bilancino reciprocamente. La frequenza della oscillazione diviene così praticamente indipendente dalle variazioni della tensione di alimentazione.

Dopo aver realizzato il circuito accordato ricoprente il campo necessario (18 ÷ 20 MHz) e dopo aver regolato la resistenza di placca R_1 e la resistenza di griglia schermo R_2 per la miglior condizione di funzionamento e per la necessaria uscita alternativa alla placca del tubo, si è collocato il cristallo nel circuito di reazione del circuito fondamentale di fig. 2 dell'oscillatore.

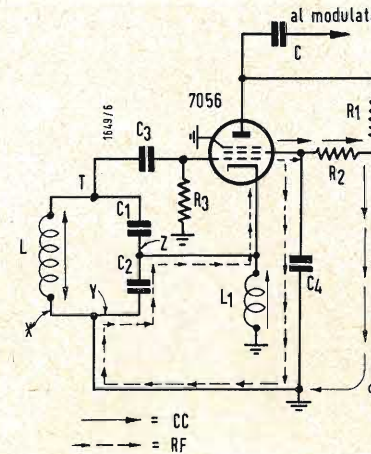
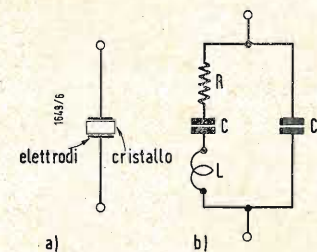
Vi sono quattro possibilità di incorporare un elemento di controllo a cristallo di frequenza nel circuito fondamentale illustrato in fig. 2: 1° fra il circuito accordato e la massa; 2° fra il catodo del tubo e il circuito accordato; 3° fra lo schermo e la massa in serie con C_4; 4° in serie col circuito accordato e i punti indicati X, Y e Z in fig. 2.

Si è scelta la prima possibilità, perchè offre molti importanti vantaggi:

1) Un lato del cristallo risulta a massa.
2) La capacità distribuita è minimizzata.
3) La stabilità dell'oscillazione risulta migliorata.
4) Il livello di tensione di pilotaggio del cristallo è facilmente misurabile con un voltmetro elettronico.
5) La manutenzione dell'apparecchio è semplice.
6) Le tolleranze di fabbricazione del cristallo possono essere facilmente controllate.

Poichè si pensava di impiegare per questo oscillatore i cristalli standard della Motorola fabbricati col sistema della linea di montaggio, era necessario considerare le loro tolleranze di fabbricazione. Le prescrizioni indicano la tolleranza del ± 0,0018% (tolleranza sulla frequenza nominale), equivalenti a 18 parti per milione. In altri termini, un cristallo segnato 20 MHz, può essere al massimo 18 Hz sopra o sotto 20 MHz.

Inoltre il regolamento della FCC indica non più del ± 5 Hz di variazione rispetto alla frequenza assegnata nel campo di frequenza fra 450 e 470 Hz.

Si deve escogitare qualche mezzo per regolare la frequenza senza variare le caratteristiche dell'oscillatore. Per questa ragione si è resa necessaria una reattanza variabile per regolare il circuito del cristallo alla esatta frequenza di lavoro. Oltre alle tolleranza propria del

(fr - f'r) = variazione della frequenza di risonanza in serie dovuta all'induttanza in serie

(f'r - fr) = variazione della frequenza di risonanza in serie dovuta a capacità in serie

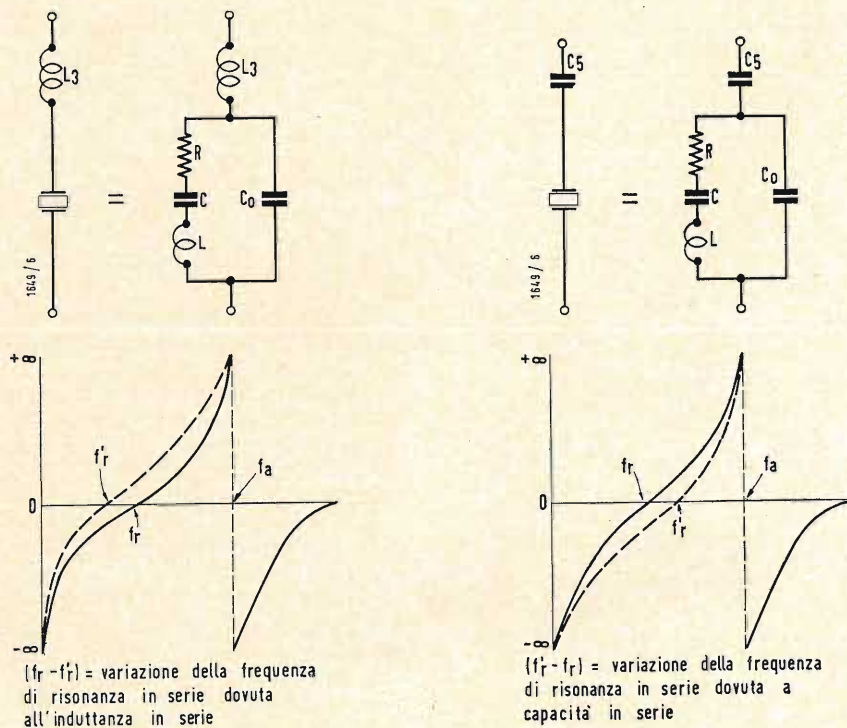



Fig. 4 - Effetto dell'aggiunta di un'induttanza in serie.

Fig. 5 - Effetto dell'aggiunta di capacità in serie.

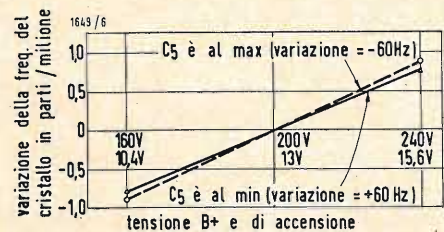



Fig. 6 - Stabilità dell'oscillatore a cristallo entro il campo totale di regolazione in funzione della tensione di alimentazione anodica e della tensione di accensione.

cristallo, vi è una tolleranza per la stabilità di frequenza entro lunghi periodi di tempo, il che ammette altri $\pm$ 30 Hz addizionali. Allora la variazione totale possibile di accordo, con le presenti prescrizioni, è di $\pm$ 47 Hz. Per questa esigenza, si devono aggiungere al circuito di reazione dell'oscillatore un'impedenza di arresto ed una capacità variabile in serie col cristallo, per provvedere una variazione del cristallo di $\pm$ 60 Hz nell'intero campo da 450 a 470 MHz di lavoro dell'apparecchio.

A questo punto è conveniente spendere qualche parola intorno al circuito equivalente di un cristallo. Il risonatore a cristallo è accoppiato a un circuito elettrico per mezzo di laminette metalliche sul quarzo (fig. 3*a*), che fungono da elettrodi per applicare i gradienti di potenziale (campi elettrici) al cristallo. Poichè il cristallo deve vibrare per produrre oscillazioni, esso deve essere collegato ai suoi fili di sostegno solo ai punti nodali intorno al bordo della lamina del risonatore. Siccome la vibrazione del cristallo induce cariche elettriche sulle due laminette di metallo, è possibile considerare il cristallo ed il suo assiemaggio come un circuito risonante elettrico come indicato in fig. 3*b*. In questo circuito la capacità C corrisponde alla cedevolezza elastica (complianza) del cristallo, l'induttanza L all'inerzia della massa, la resistenza R rappresenta la resistenza offerta alla vibrazione imputabile al suo attrito intorno e altre perdite. La capacità C_0 rappresenta la capacità formata dalle due laminette metalliche costituenti gli elettrodi separati dal cristallo fungente da dielettrico, più la capacità distribuita dell'insieme contenitore. Le reattanze di L e di C sono praticamente numericamente uguali tra loro, alla frequenza di risonanza del cristallo. Poichè il cristallo forma un elemento di circuito a bassa impedenza con un angolo di fase di bassa impedenza, la corrente che scorre nel circuito è massima per la frequenza di risonanza, provocando la massima ampiezza di vibrazione del cristallo a questa frequenza. Quando il cristallo vibra alla sua frequenza di risonanza, la caduta di tensione ai suoi capi è minima ed è anch'essa della stessa frequenza di vibrazione meccanica.

L'induttanza equivalente di un cristallo è molto grande rispetto a quella di un induttore a filo usato in pratica per una data frequenza, mentre la capacità e la resistenza del ramo disposte in serie sono corrispondentemente piccole. A motivo dell'alto rapporto L/R, il Q del circuito a cristallo è molte volte maggiore di quello realizzabile con un circuito elettrico. Si ottengono anche maggiore stabilità e selettività di frequenza, dato l'alto Q e l'alto rapporto L/C del circuito risonante serie di fig. 3*b*. Una limitazione che è stata imputata al controllo a cristallo è la sua inflessibilità per quelle applicazioni che richiedono una piccola regolazione di frequenza intorno al valore nominale; non sempre si può realizzare una regolazione controllata entro una stretta banda intorno alla frequenza nominale, senza degradare seriamente la stabilità della frequenza dell'oscillatore. La variazione si ottiene con l'ausilio di una reattanza addizionale in serie per circuiti nei quali il cristallo oscilla alla risonanza in serie, e in parallelo per circuiti nei quali il cristallo oscilla a una frequenza prossima all'antirisonanza. Considerando il caso dove l'elemento di cristallo sfrutta la risonanza in serie, l'aggiunta di induttanza o di capacità in serie provoca una variazione della frequenza di oscillazione, come indicato in fig. 4 e 5. L'entità dello scarto di frequenza possibile con questi dispositivi è funzione del tipo di elemento di quarzo, del montaggio e del circuito pilota. Il circuito risultante (fig. 1) ha la stabilità di frequenza migliore del $\pm$ 0,0001% per una variazione del $\pm$ 20% della tensione di alimentazione anodica e delle tensioni di accensione nell'intero campo di scarto di frequenza. Ciò si vede in fig. 6.

Accanto alle prescrizioni per le tolleranze del cristallo e per la frequenza nominale, vi sono prescrizioni per R e C_0 del cristallo. Il massimo di R per cristalli su armoniche, nel campo da 15 a 55 MHz, è di 40 Ω. Il massimo di C_0 del cristallo è 7 pF. La maggioranza dei cristalli usati per l'oscillatore di fig. 1 presenta $C_0 = 5 \div 6$ pF. La capacità del contenitore è intorno a 1 pF. Perciò, in media, la capacità del cristallo e del contenitore è di circa 7 pF. Per neutralizzare questa capacità è necessario impiegare una bobina di arresto, che viene collegata ai capi del cristallo. In queste condizioni il cristallo può oscillare esattamente o quasi alla frequenza risonante-serie e presenta miglior stabilità di frequenza.

3. - IL LIVELLO DI PILOTAGGIO DEL CRISTALLO

Le stesse prescrizioni della Motorola, e che sono compatibili con le prescrizioni militari per CR-32/*U*, indicano il livello da 1 a 2 mW di pilotaggio per frequenze fra 10 e 25 MHz e fra 25 e 55 MHz rispettivamente. Perciò quando la frequenza del cristallo è controllata col misuratore CI (Crystal impedance = impedenza del cristallo), il livello di pilotaggio deve essere regolato a 2 mW per frequenze fra 10 e 25 MHz, e a 1 mW per frequenze fra 25 e 55 MHz Allo scopo di far funzionare correttamente il cristallo in modo che abbia una lunga durata di lavoro, il cristallo deve essere pilotato nel circuito dell'oscillatore col livello di alimentazione non superiore a 1 o 2 mW. Se il cristallo è alimentato più energicamente che con 1 o 2 mW, spesso degraderà la stabilità il frequenza dell'oscillatore rispetto alle tensioni e alla temperatura. Come detto sopra uno dei vantaggi di questo oscillatore è il fatto che un elettrodo del cristallo è a massa. Questa disposizione ci permette di misurare la tensione ai capi del cristallo, quando il cristallo vibra alla sua frequenza risonante in serie. Ciò si può effettuare connettendo un voltmetro elettronico ai capi del cristallo e variando la capacità C_5 (fig. 1), mentre si osserva un abbassamento nella lettura del voltmetro, che si verifica alla frequenza risonante serie del cristallo. Conoscendo la resistenza del cristallo, si può calcolare la potenza dissipata nel cristallo usando la formula: $W = \dfrac{E^2}{R}$. Quando il cristallo coi suoi componenti L_3 e C_5 sono stati inseriti nel circuito di reazione del circuito base dell'oscillatore, la dissipazione di potenza nel cristallo è risultata maggiore di 10 mW. Per ridurre il livello a 1 mW è stato necessario aggiungere R_4 (220 Ω) nel circuito di catodo e R_5 (8200 Ω) ai capi del circuito accordato.

Oltre a ridurre il livello di pilotaggio del cristallo R_5 riduceva anche il Q del circuito accordato, che a sua volta minimizzava la variazione di frequenza dovuta alle variazioni negli elementi del circuito con le variazioni di temperatura. Dopo l'aggiunta di R_4 e di R_5 il circuito dell'oscillatore veniva controllato doppiamente per libera oscillazione, campo di frequenza di lavoro, variazione di frequenza, uscita di segnale e stabilità di frequenza.

Quando si lavora allo studio di un nuovo circuito di oscillatore, è opportuno misurare ciascun singolo componente separatamente e controllare tutte le tolleranze del componente prima di metterlo in circuito. Durante il lavoro per la variazione e la stabilità di questo oscillatore, si era notato che le due diverse bobine aventi 4 μH e 3,85 μH di induttanza rispettivamente, agivano in circuito molto diversamente. Non si è potuto conoscere perchè esse agissero così differentemente, finchè non si è misurata la capacità distribuita di ciascuna bobina. La capacità distribuita della bobina di 4 μH in questo caso era di 6 pF, mentre la capacità distribuita della bobina di 3,85 μH era minore di 1 pF.

4. - COMPENSAZIONE DELLA TEMPERATURA

Se si deve compensare un circuito di oscillatore che lavora su una particolare frequenza e non deve avere componenti di regolazione di frequenza, non vi sono difficoltà. Ma nel nostro caso si doveva compensare un circuito di oscillatore che copriva il campo da 18 a 20 MHz; inoltre esso doveva poter regolare la frequenza di $\pm$ 60 Hz. Perciò era necessario controllare la compensazione per almeno tre punti (f_r la frequenza risonante dell'unità del cristallo; f_r + 60 Hz; f_r — 60 Hz) a 18 MHz e almeno tre punti a 20 MHz. Oltre a queste informazioni era necessario per molti circuiti dell'oscillatore, assicurare la ripetibilità e la sicurezza del funzionamento dell'oscillatore.

La Motorola ha usato per anni cristalli dimensionati sovrabbondantemente per assicurare una miglior stabilità di frequenza. Data la produzione di massa, vi sono prescrizioni e tolleranze di fabbricazione per il punto di temperatura di rotazione dei cristalli e tolleranze per la temperatura dei termostati. Le prescrizioni per i cristalli sono +85° +10° C. Per questo motivo i cristalli sono stati falbbricati con i punti di temperatura di rotazione variabile comunque fra 75° C e 95° C. I termostati per i cristalli sono stati fabbricati per qualsiasi temperatura compresa fra 80° C e 90° C. Si verifica che un termostato per 85°C alla temperatura ambiente può diventare un termostato per 83°C a —30°C, o un termostato per 87°C a +80°C di ambiente, se questo termostato ha un cristallo a basso punto di rotazione o un cristallo ad alto punto di rotazione, il termostato insieme col cristallo può contribuire alla instabilità di frequenza al massimo per $\pm$ 2 Hz nel campo di temperature comprese fra —30°C e +80°C. Sommando a questi 2Hz il contributo del circuito si hanno tosto ±5 Hz, che rappresentano il limite posto dalla F.C.C, in vista di questa situazione, la compensazione del circuito dell'oscillatore diviene più importante che per il passato, ed anche molto difficile. Una volta stabilito che ogni diversa combinazione di termostato e cristallo ha una sua propria curva per la frequenza in funzione della temperatura, si mettono in diagramma le curve di temperatura per ciascuna combinazione adottata nello sviluppo del circuito dell'oscillatore. Questo modo di procedere ha aiutato a determinare l'entità della instabilità dovuta al circuito dell'oscillatore da solo. Con questo procedimento, cioè dopo la suddetta determinazione, è stato possibile compensare con precisione il circuito entro il campo totale di variazione.

5. - STABILITÀ DI FREQUENZA

Si è detto sopra che il principale obiettivo nello studio di questo oscillatore, era la stabilità di frequenza. Si è trovato che la stabilità di frequenza va di pari passo col livello pilota del cristallo, col punto di lavoro del tubo, con l'entità della variazione di frequenza e con la posizione del cristallo nel circuito. Nel circuito dell'oscillatore descritto, la stabilità di frequenza in funzione della variazione $\pm$ 20% dell'alta tensione di alimentazione e delle tensioni di accensione del tubo, era tale da non variare più dello 0,0001% entro tutto il campo di variazione desiderata di ±60 Hz. La stabilità della frequenza in funzione della temperatura per ogni condizione del variatore non variava oltre il ±0,0002% per il campo di temperatura fra —30°C e + 85°C.

A

dott. ing. Pierantonio Cremaschi

Descrizione di un amplificatore a transistori per registratori magnetici*

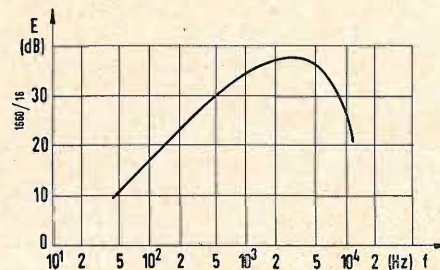



Fig. 1 - Tensione d'uscita senza carico di una testina per nastro magnetico, che viene magnetizzato con un segnale costante al variare della frequenza e con una velocità di traslazione del nastro di 9,5 cm sec.

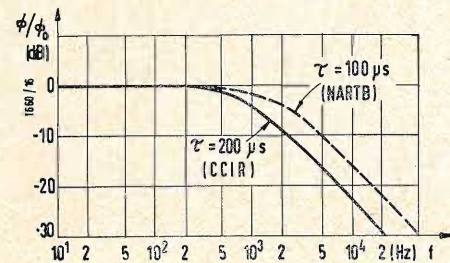



Fig. 2 - Curva normalizzata di risposta alle frequenze del flusso nominale del nastro secondo le norme NARTB (τ = 100 μs) e secondo le norme CCIR (τ = 200 μs).

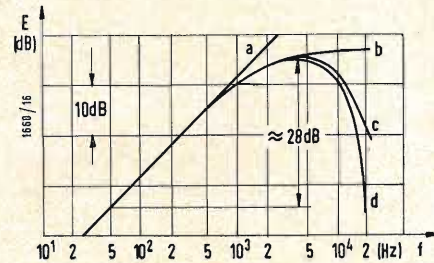



Fig. 4 - Curva di risposta della tensione di uscita E di una testina di riproduzione per nastro magnetico che è stato inciso con flusso di valore normalizzato secondo le norme NARTB.

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R} + j\omega C \qquad \frac{|Z|}{R} = \frac{1}{\sqrt{1+\omega^2\tau^2}} \qquad \tau = R \cdot C$$

Fig. 3 - Costante di tempo di un gruppo RC.

1. - GENERALITA

In questo articolo si forniscono i dati di progetto, i valori dei componenti del circuito e si riportano le misure effettuate, di un amplificatore a transistori atto ad essre impiegato in registratori a nastro portatili aventi una vellcità di traslazione del nastro di 9,5 cm/sec. La curva di risposta dell'amplificatore corrisponde alle norme NARTB. L'amplificatore è a quattro stadi e serve sia in registrazione che in riproduzione. Si osservi la particolarità che i transistori dell'oscillatore di cancellazione vengano anche impiegati come amplificatori finali audio, funzionanti in controfase, classe B, per alimentare, durante la riproduzione, un altoparlante incorporato nel registratore.

Mediante i transistori è possibile realizzare degli amplificatori che particolarmente si adattano ad un registratore portatile e rispetto ai corrispondenti amplificatori a tubi elettronici presentano il vantaggio di avere piccole dimensioni di ingombro, di essere molto leggeri e di avere solo un piccolissimo sviluppo di calore. È possibile quindi alimentare questi amplificatori a transistori con delle batterie di pile. Mediante un opportuno progetto dell'amplificatore è possibile realizzare, senza difficoltà, la medesima larghezza di banda che si ottiene con i normali amplificatori a tubi elettronici.

Nel seguito si riportano le caratteristiche tecniche dell'amplificatore a transistori descritto.

Tensione nominale di alimentazione: 6,5V (ad es. cinque pile da 1,5V in serie).
Tensione minima di alimentazione: 5,5V
Tensione massima di alimentazione: 7V
Velocità di traslazione del nastro: 9,5cm/sec
Testina di registrazione e di riproduzione a doppia traccia.
Testina di cancellazione a doppia traccia.
Amplificatore a quattro stadi.
Costante di tempo secondo le norme NARTB: 100 μ sec.
Sensibilità d'ingresso microfono: 2,5mV
Sensibilità d'ingresso radio: 40mV
Impedenza d'ingresso microfono: 6500Ω
Impedenza d'ingresso radio: 100.000Ω
Risposta complessiva alle frequenze (per una caduta di 3 dB): a) Uscita radio: 40 ÷ 18.000 Hz; b) Uscita su resistenza fittizia 5Ω al posto dell'altoparlante: 50 ÷ 17.000 Hz
Indicatore ottico di profondità di modulazione: DM71
Impedenza di carico uscita radio: 20.000Ω
Impedenza dell'altoparlante: 5Ω
Potenza nominale d'uscita: 750 mW
Distorsione totale comprendente anche la distorsione introdotta dalla registrazione e riproduzione per la potenza nominale d'uscita: 4%
Rumore di fondo comprendente sia il ronzio che il fruscio, con riferimento alla potenza nominale d'uscita: —50dB
Gamma di temperature per una deviazione di 3 dB dalla curva di risposta che si ha a 25°C: —10 ÷ +45°C
Transistori e tubo indicatore impiegati: OC603 3 × OC604 2 × AC106 DM71

(*) MATTFELD, J. D., Ein Tonbandverstärker mit transistoren, *Funk-Technik*, gennaio 1961, n. 2, pag. 41.

2. - DATI DI PROGETTO

Se un nastro magnetico viene inciso con una tensione alternativa avente un'ampiezza costante al variare della frequenza e se poi il medesimo nastro viene riprodotto mediante una testina magnetica di riproduzione, si ottiene la curva di risposta alle frequenze riportata in figura I, in corrispondenza di una velocità di traslazione del nastro di 9,5 cm/sec. La caduta della tensione alle frequenze alte è principalmente dovuta all'autosmagnetizzazione del flusso nel nastro che cresce con l'aumentare della frequenza. Per flusso nel nastro si intende il flusso residuo che rimane nel nastro dopo che questo è passato davanti alla testina di registrazione.

Per ottenere una banda lineare di frequenze è necessario un aumento delle alte e delle basse frequenze. Questa correzione della curva di risposta alle frequenze può essere realizzata sia nell'amplificatore di registrazione che in quello di riproduzione oppure suddivisa fra i due amplificatori. Si osservi che la correzione della curva di risposta dell'amplificatore di registrazione deve essere tale da avere nel nastro un flusso il cui andamento con la frequenza è riportato in figura 2, a tratto continuo secondo le norme CCIR e a tratto discontinuo secondo le norme NARTB. Il valore nominale di riferimento del flusso, secondo le norme DIN, a 166 Hz, in valor efficace, è di 160 mMaxwell. Per poter avere il flusso nel nastro, come riportato in figura 2, è necessario esaltare le alte frequenze nell'amplificatore di registrazione. Si osservi che se si seguono le norme NARTB (costante di tempo = 100 μsec), le alte frequenze nell'amplificatore di registrazione devono essere esaltate di più che non nel caso delle norme CCIR. Perciò nell'amplificatore di riproduzione, secondo le norme NARTB, si ha una minore esaltazione delle alte frequenze a cui consegue un rapporto segnale-rumore più grande. Si sono quindi scelte le correzioni alla curva di risposta rispondenti alle norme NARTB (τ = 100 μsec).

In figura 3 si è riportato un gruppo RC con i corrispondenti valori di impedenza e di costanti di tempo. Si osservi che il rapporto fra il modulo dell'impedenza e la resistenza è proporzionale al rapporto fra il flusso Φ, variabile con la frequenza, e il flusso Φ_0, che si ha alle frequenze basse e cioè:

$$\frac{\Phi}{\Phi_0} = \frac{|Z|}{R}$$

In riproduzione, la tensione d'uscita che si ha ai capi dell'avvolgimento della

	A1	A2	A3	B1	B2	C1	C2	D1	E1	F1	F2	G1	G2	H1	H2	J1	J2
registrazione radio	•			•		•	•	•	•		•		•		•		•
registrazione microfono		•		•		•	•	•	•		•		•		•		•
riproduzione radio			•		•			•									
riproduzione propria			•		•				•	•		•		•		•	

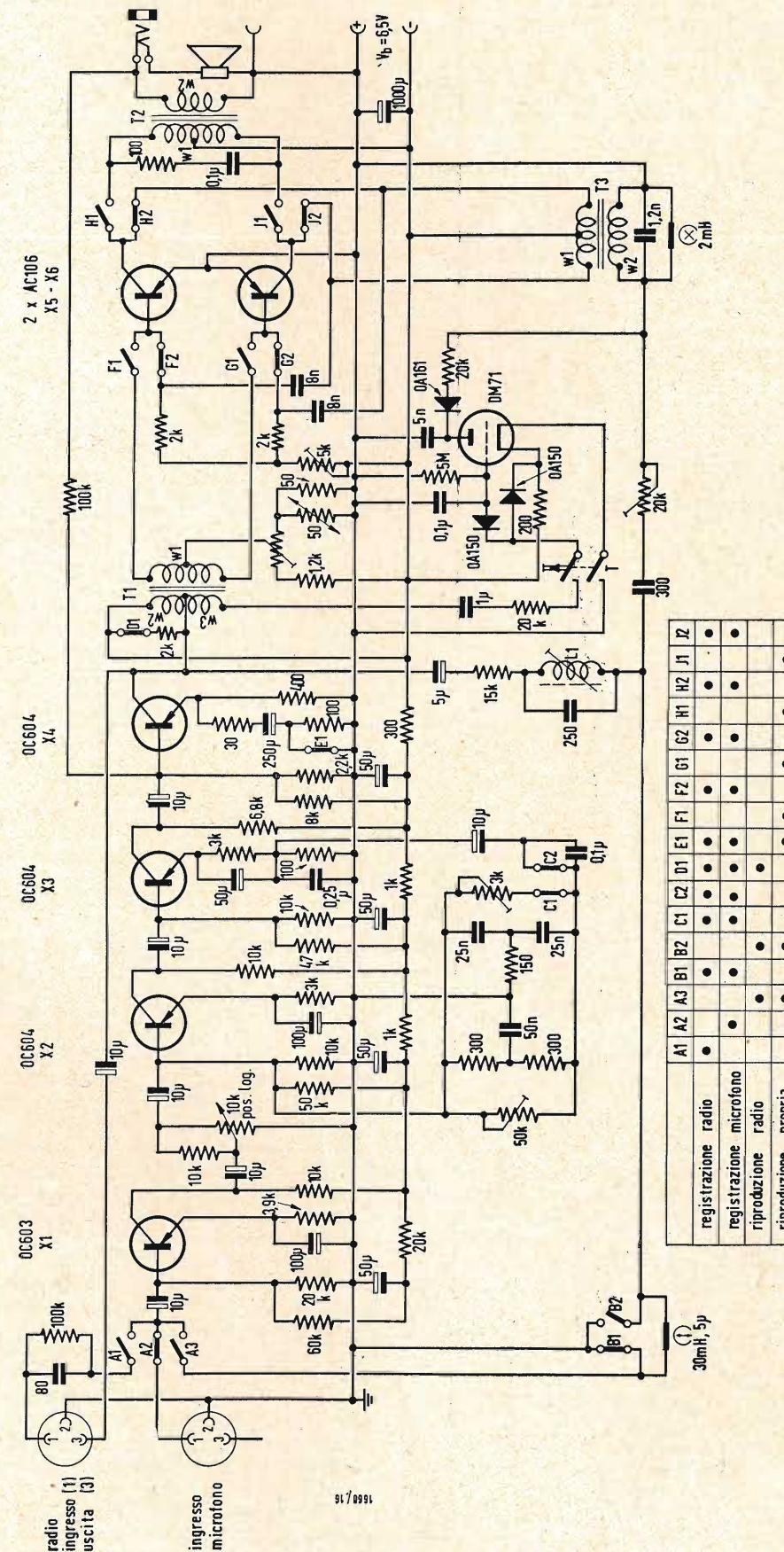



Fig. 5 - Schema elettrico completo del registratore a nastro descritto nell'articolo.

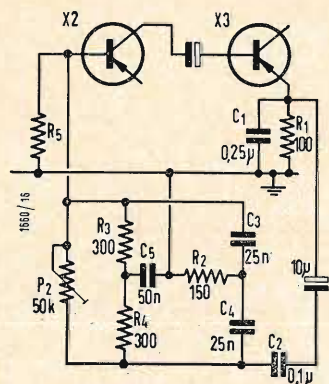



Fig. 6 - Rete di controreazione dell'amplificatore di riproduzione.

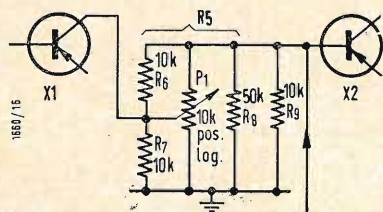



Fig. 7 - Rete di resistenze costituenti il carico della rete di controreazione di figura 6.

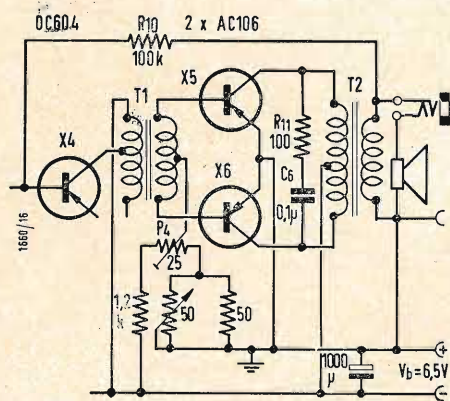



Fig. 8 - Stadio finale di potenza in controfase classe B e resistenza di controreazione.

testina di riproduzione è data da:

$$E = -N \frac{d\,\Phi}{dt}$$

Nel caso che Φ abbia un andamento sinusoidale, e cioè che:

$\Phi = \Phi_{max}$ sen ωt.

Se si considera Φ_{max} costante (cioè se il flusso del nastro si considera non variabile con la frequenza), si ha che:

$E = -N\,\omega\,\Phi_{max}$ cos ωt.

L'andamento della tensione E in funzione della frequenza, nel caso di flusso costante, è riportata nel grafico di figura 4 curva a. A causa della caduta del flusso nel nastro alle frequenze alte, a causa dell'autosmagnetizzazione, a causa del traferro e a causa delle perdite, nel ferro e nel rame, della testina di riproduzione, la curva di risposta come plessiva della tensione all'uscita della testina di riproduzione cade notevolmente alle frequenze alte, come riportato in figura 4 curva d. Nell'esempio riportato in figura 4 la larghezza del traferro è di 5μ, l'induttanza della testina 30 mH, e, naturalmente, la velocità di traslazione del nastro 9,5 cm/sec e i valori del flusso del nastro secondo le norme NARTB.

Nei grafici di figura 4 la caduta della tensione che si ha passando dalla curva a alla curva b è causata dall'autosmagnetizzazione. La caduta dalla curva b alla curva c è causata dal traferro della testina. La caduta della curva c alla curva d è invece data dalle perdite nel ferro e nel rame. Dalla curva d, riportata in figura 4, si vede che nell'amplificatore di riproduzione è necessario aumentare di 28 dB il segnale a 50 Hz. Inoltre è necessario aumentare di circa 20 dB il segnale a 18000 Hz rispetto a quello a 1000 Hz.

3. - DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

In figura 5 è riportato il circuito completo dell'amplificatore a transistori per registratore a nastro. Il commutatore principale del registratore è a quattro posizioni e cioè: registrazione da radio, registrazione da microfono, riproduzione inviata all'uscita radio, riproduzione inviata all'amplificatore radio incorporato.

Il primo stadio è stato realizzato con il transistore OC603 a basso rumore di fondo. Negli altri tre stadi si è invece impiegato il transistore OC604.

La stabilizzazione della corrente di emettitore dei transistori viene effettuata tramite il normale partitore di base e la resistenza di emettitore. La correzione della curva di risposta alle frequenze viene effettuata tramite una rete selettiva di controreazione. L'oscillatore di cancellazione è realizzato con due transistori AC106. Si osservi che la tensione di alimentazione del tubo indicatore attico di profondità di modulazione DM17 viene ricavata mediante un raddrizzatore dalla tensione dell'oscillatore di cancellazione. I medesimi transistori che servono per l'oscillatore, come precedentemente accennato, servono anche per realizzare lo stadio di uscita in controfase classe B, potenza d'uscita 750 mW.

Nella tabella I sono riportati i dati di avvolgimento del trasformatore di uscita e del trasformatore d'ingresso dello stadio finale di potenza, del trasformatore dell'oscillatore e dell'induttanza L_1 per bloccare il segnale dell'oscillatore durante la registrazione.

3.1. - Stadio d'ingresso

Nel primo stadio di amplificazione a basso rumore realizzato con un OC603, la tensione all'uscita della testina di riproduzione viene amplificata senza effettuare alcuna correzione della curva di risposta alle frequenze. Per poter raggiungere nella riproduzione la maggiore risposta possibile alle frequenze alte è necessario che la testina lavori praticamente con circuito secondario aperto. È necessario quindi che l'impedenza d'ingresso del trasistore sia, alla più alta frequenza di riproduzione, ancora maggiore dell'impedenza induttiva della testina di riproduzione.

Per questo scopo si è scelta la testina, precedentemente riportata, da 30 mH (Boghen: 30 mH; 5μ). Si osservi che l'impedenza d'ingresso di un transistore è, in generale tanto più alta quanto più piccola è la corrente circolante nell'emettitore. Purtroppo questa esigenza è contraria a quella della stabilità del transistor con la temperatura che porterebbe invece a scegliere una corrente grande di emettitore. Quale compromesso fra le due esigenze sopra riportate si è scelta una corrente di emettitore di 220 mA per il primo transistore.

Si osservi che un ulteriore vantaggio del valore della corrente di emettitore scelto, è anche dato dal piccolo valore che assume la cifra di rumore in questo transistore.

3.2. - Rete di controreazione

In figura 6 si riporta, in dettaglio, la rete di controreazione per la riproduzione. Una risposta inversamente proporzionale alla frequenza per i toni bassi si ottiene tramite il condensatore C_2 da 100.000 pF, che diminuisce, al diminuire della frequenza, il grado di controreazione. Alle medie frequenze la reattanza di questo condensatore è trascurabile e le due resistenze R_3 e R_4 producono una controreazione di 28 dB. Per le frequenze maggiori di 3000 Hz entra in funzione la rete a doppio T costituita da C_3, C_4, R_2, per quanto riguarda il primo T, R_3, R_4, C_5, per quanriguarda il secondo T. Questa rete a doppio T funziona da circuito risonante con una frequenza di risonanza pari a 21.000 Hz. Perciò la controreazione, mano a mano che la frequenza sale oltre i 3000 Hz diminuisce nel modo richiesto in modo da provocare una esaltazione delle frequenze alte nell'amplificatore. Il grado dell'esaltazione delle frequenze alte può essere regolato mediante C_1 e P_2.

Si osservi che la resistenza di carico R_5 della rete di controreazione non varia sensibilmente al variare della posizione del regolatore di volume P_1 in quanto si sono inserite in parallelo con il potenziometro P_1 due resistenze da 10.000 ohm, come indicato in figura 7. Si osservi inoltre che questo sistema non porta ad alcuna attenuazione della tensione in quanto nella posizione di massima sensibilità la resistenza R_6 è cortocircuitata. Considerando anche le due resistenze R_8 ed R_9, si ha che la resistenza di carico della controreazione assume il valor massimo di 3700 Ω, quando il regolatore di volume è a metà corsa, ed il valore di 3100 Ω, quando il medesimo regolatore è in una delle due posizioni di fine corsa. La variazione della resistenza di carico della controreazione è quindi solo del 16%.

Tabella 1 - Dati di avvolgimento dei trasformatori e della induttanza del circuito di figura 5.

Trasformatore	Avvolgim.	Numero spire	Diametro filo (mm)	Nucleo
T_1	w_1 w_2 w_3	300 1800 1800	2 × 0,22 0,1 0,06	Fermenorm « 360 1k » EI 42 (lamierini montati a senso alterno)
T_2	w_1 w_2	180 90	2 × 0,37 0,6	Dyn. Blech IV, E 148 (lamierini montati come sopra)
T_3	w_1	13	2 × 0,45	Siferrit « 1100 N 22 » 23 × 17 oL (circuito magnetico ad anello costituito da due L)
L_1		250	0,13	Siferrit « 1100 N 22 » 14 × 8, l = 160 mm.

Fig. 9 - Rete di controreazione dell'amplificatore di registrazione.

3.3. - Riproduzione mediante un amplificatore audio di radioricevitore

Nella posizione del commutatore generale « riproduzione radio « è necessario un amplificatore a bassa frequenza esterno, ad esempio l'amplificatore audio di un radioricevitore, che deve essere collegato al piedino 3 del connettore radio (vedi figura 5). La resistenza d'ingresso di questo amplificatore deve essere > 20.000 Ω. Al fine di avere una impedenza d'uscita praticamente non dipendente dalla frequenza, viene collegata in questa posizione del commutatore generale una resistenza di 2000 Ω in parallelo con l'avvolgimento primario del trasformatore X_1 invertitore di fase. Si osservi che si aumenta la resistenza di controreazione di corrente inserita sull'emettitore di X_4 quando si passa nella posizione riproduzione radio. In questo modo si riduce l'amplificazione di X_4 in modo che non vi possa essere distorsione anche se la regolazione di volume viene portata fino al massimo possibile.

3.4. - Riproduzione mediante l'amplificatore audio e l'altoparlante incorporati.

Nella posizione del commutatore generale « riproduzione propria », i transistori X_5 e X_6, 2 × AC106, del generatore di cancellazione vengono collegati fra di loro e con il trasformatore X_2 in modo da realizzare uno stadio finale di potenza in controfase funzionante in classe B. La potenza d'uscita massima è di 750 mW. La corrente di riposo del collettore dello stadio finale può essere regolata mediante il potenziometro P_4, a circa 6 mA, per una tensione di alimentazione di 6,5 V. Al fine di diminuire la distorsione si è inserita una controreazione a partire dalla bobina mobile dell'altoparlante analoga a quella precedentemente descritta dell'amplificatore di registrazione. Infatti la rete a doppio T rimane la stessa.

Al fine di permettere una diversa regolazione dell'esaltazione delle frequenze alte in riproduzione, rispetto a quella che si ha in registrazione, si aggiunge in parallelo al potenziometro P_2 un altro potenziometro P_3 solo durante la riproduzione. Non essendo necessaria l'esaltazione delle frequenze basse nell'amplificatore di riproduzione viene cortocircuitato il condensatore C_2 da 100.000 pF. La sopramenzionata rete di controreazione è riportata in figura 9.

3.5. - Generatore di cancellazione

Il circuito del generatore di cancellazione è riportato in figura 10. La frequenza del segnale di cancellazione è di 100 kHz e per la testina di cancellazione si è scelta la testina Boghen da 2 mH. Questa testina richiede una tensione di cancellazione di circa 40 V. La medesima tensione viene in parte, mediante il potenziometro P_6 ed il con-

Fig. 10 - Circuito del generatore di cancellazione.

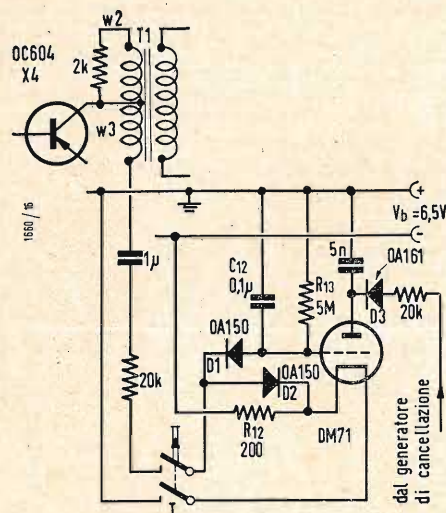



Fig. 11 - Circuito del tubo indicatore di sintonia.

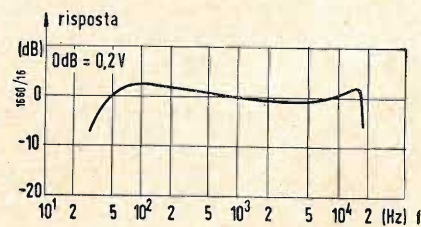



Fig. 12 - Curva di risposta globale alle frequenze del registratore a nastro descritto in questo articolo (uscita per amplificatore esterno).

densatore C_{10}, inviata alla testina di registrazione per fornire la necessaria premagnetizzazione del nastro. Inoltre, tramite la resistenza da 20.000 Ω ed il diodo al germanio OA161, il segnale a 100 kHz dell'oscillatore di cancellazione viene raddrizzato e fornisce una tensione continua atta ad alimentare la placca del tubo indicatore di modulazione DM71. L'oscillatore del tipo LC in controfase è realizzato con i due transistori del tipo AC106, come già precedentemente accennato. I due condensatori C_7 e C_8 da 8000 pF sono stati calcolati in modo che venga compensata la differenza di fase esistente fra il segnale sul collettore e quella sulla base dell'altro transistore.

Si osservi che questa differenza di fase esiste in quanto la frequenza di funzionamento è piuttosto alta. Infatti la transconduttanza fra la tensione alternativa base-emettitore e la corrente di collettore è costituita da un numero complesso e cioè:

$S = |S|\, e^{j\varphi_s}$.

Per queste frequenze di funzionamento φ_s è circa — 90°. Il rendimento di questo oscillatore è del 70 % con un fattore di merito della testina di cancellazione di circa 3. Per una tensione d'uscita di 40 V si ha una potenza d'uscita di circa 450 mW.

Per quanto riguarda la premagnetizzazione del nastro si osservi che nel conduttore di massa della testina di registrazione è inserita una resistenza da 1 Ω. Ai capi di questa resistenza, per una tensione di alimentazione di 6,5 V, vi deve essere una caduta di tensione di 2,3 mV, vale a dire una corrente di 2,3 mA.

Il circuito risonante parallelo costituito da L_1 e C_{11}, viene regolato sulla frequenza di risonanza di 100.000 Hz. Esso impedisce che il segnale di premagnetizzazione o di cancellazione possa disturbare l'amplificatore di registrazione.

3.6. - Indicatore di modulazione

Per il controllo della velocità di modulazione si è inserito, come chiaramente indicato in figura 12, il tubo indicatore di sintonia DM71. Passando in registrazione si alimenta, tramite la resistenza da 2000 Ω R_1, il filamento del tubo. La griglia del tubo, tramite i diodi D_1 e D_2 OA150, viene polarizzata con la tensione negativa del filamento e cioè 1,4 V Come già precedentemente accennato, la tensione di alimentazione anodica viene prelevata dal generatore di cancelazione mediante raddrizzamento del segnale a 100.000 Hz. Il segnale alternativo atto a pilotare la griglia del tubo indicatore viene prelevato dal trasformatore T_1 mediante l'avvolgimento W_3 che permette di raddoppiare la tensione presente sul collettore del transistore T_4. In questo modo l'indicatore di sintonia è sufficientemente sensibile. La tensione alternativa proveniente dall'amplificatore di registrazione viene poi raddrizzata dal diodo D_1 OA150 con una costante di tempo superiore a circa 100 msec. data dal gruppo R_{13}, C_{12}. Questa costante di tempo è ovviamente maggiore del periodo della più bassa frequenza di registrazione (40 Hz, T = 25 msec).

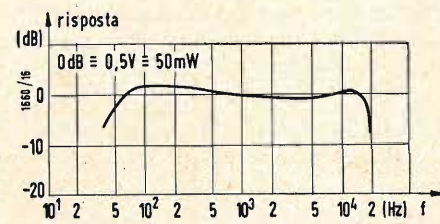



Fig. 13 - Curva di risposta globale alle frequenze del registratore a nastro descritto in questo articolo (uscita su carico resistivo 5Ω, al posto dell'altoparlante).

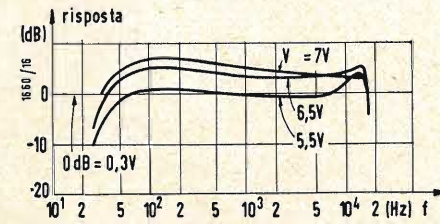



Fig. 14 - Dipendenza dalla tensione di alimentazione Ub della curva di risposta alle frequenze.

Fg. 15 - Curva di risposta alle frequenze dell'amplificatore di registrazione.

Fig. 16 - Curva di risposta alle frequenze dell'amplificatore di riproduzione.

4. - MISURE ELETTRICHE EFFETTUATE

Si è misurata la distorsione totale comprendente la distorsione dell'amplificatore di registrazione, quella introdotta dalla testina di registrazione, quella introdotta dalla testina di riproduzione e quella introdotta dall'amplificatore di riproduzione. Il valore totale della distorsione è del 4 %. La curva di risposta complessiva è riportata in figura 13, per quanto riguarda la riproduzione radio, per quanto riguarda invece l'amplificatore di riproduzione la curva di risposta è riportata in figura 14. Per effettuare questa misura l'altoparlante, avente impedenza di 5 Ω, è stato sostituito con una resistenza di 5 Ω.

In figura 15 sono riportate tre curve di risposta corrispondenti a tre valori diversi della tensione di alimentazione. Si vede che diminuendo la tensione di alimentazione si ha un aumento della risposta alle alte frequenze a causa della diminuzione della tensione di premagnetizzazione. Le variazioni della temperatura ambiente provocano nella curva complessiva di risposta alle frequenze una variazione inferiore di 3 dB al variare della temperatura da —10 °C a 45 °C.

In figura 16 è riportata la curva di risposta alle frequenze dell'amplificatore di registrazione mentre in figura 17 è riportata la curva di risposta alle frequenze dell'amplificatore di riproduzione. Ambedue le curve di risposta soprariportate sono state fatte per segnali di 20 dB inferiori a quelli nominali. A

segnalazioni brevetti

TRASMISSIONE DI ONDE ELETTROMAGNETICHE
Western Electric Co. Inc. a New York (S.U.A.) (6-1479)

COMPLESSO MECCANICO ELETTRICO DI ALIMENTAZIONE E DI SOPPORTO PER UN APPARECCHIO RADIO-RICEVENTE A BASSA TENSIONE, ATTO A FUNZIONARE CON ALIMENTAZIONE AUTONOMA OD A BORDO DI UN AUTOVEICOLO.
Fabbrica Apparecchi Radio e Televisione a Roma. (6-1479)

SISTEMA ED APPARECCHIO IMPIEGANTI LA RICEZIONE A DIVERSITÀ PER TRASMETTERE ONDE ELETTROMAGNETICHE AD ALTA FREQUENZA,
Western Electric Company Inc. a New York (S.U.A.). (6-1479)

CIRCUITO PER CORREGGERE IL LIVELLO DEL BIANCO NEI RICEVITORI PER TELEVISIONE A COLORI.
Philips' Gloeilampenfabriken a Eindhoven (Paesi Bassi). (6-1481)

DISPOSITIVO PER L'ANALISI DI UN PANNELLO AD ESEMPIO PER TELEVISIONE O RADAR.
La Stessa. (6-1481)

PANNELLO DI RIPRODUZIONE E DISPOSITIVO PER L'ANALISI DI PANNELLI DI RIPRODUZIONE, AD ESEMPIO PER APPLICAZIONI TELEVISIVE.
La Stessa. (6-1481)

PERFEZIONAMENTI NEI SISTEMI DI CONTROLLO DELLE TRASMISSIONI TELEVISIVE.
Sagall Solomon a New York (S.U.A.). (6-1481)

PERFEZIONAMENTO DELLE DISPOSIZIONI DI ELABORAZIONE DI SEGNALI, PARTICOLARMENTE PER DISCRIMINARE FRA OGGETTI FISSI E IN MOVIMENTO IN UN SISTEMA DI REPERIMENTO DI OGGETTI.
General Electric Company a Schenectady (6-1481)

APPARECCHIO RADAR.
Telefunken G.m.b.H. a Berlino (Germania). (6-1481)

TELEVISORE CON INDICATORE DI SINTONIA.
Blaupunkt Werke Gesellschaft mit a Beschränker Haftung a Hildesheim (Germania) (7-1774)

SISTEMA DI TELECOMUNICAZIONI A FREQUENZE VETTRICI PER QUATTRO VIE DI CONVERSAZIONE.
Felten & Guilleaume Fernmeldeanlagen G.m.b.H. a Norimberga (Germania) (7-1774)

PROCEDIMENTO E DISPOSIZIONE DI CIRCUITI PER SELEZIONARE VIE DI CONNESSIONE, PASSANTI ATTRAVERSO CAMPI DI ACCOPPIAMENTO A PIÙ GRADINI, IN IMPIANTI DI TELECOMUNICAZIONI.
Siemens & Halske Aktiengesellschaft a Berlino ed a Monaco (Germania) (7-1774)

PROCEDIMENTO E DISPOSITIVO PER ESEGUIRE LA PROVA DI UNA PLURALITÀ DI ORGANI, ALLO SCOPO DI STABILIRE LO STATO DI IMPEGNO, IN IMPIANTI DI TELECOMUNICAZIONI.
La Stessa. (7-1775)

APPARECCHIO TRASDUTTORE A NASTRO.
Ampex Corporation a Redwood City (S.U.A.) (7-1775)

PERFEZIONAMENTI A DISPOSITIVI PER LA RAPPRESENTAZIONE DI IMMAGINI MULTICOLORI, IN PARTICOLARE PER APPARECCHI TELEVISIVI.
British Insulated Callender's Cable Ltd. a Londra. (7-1775)

SISTEMI E MEZZI PER LA PROTEZIONE DELLA SINCRONIZZAZIONE DI RICEVITORI TELEVISIVI CONTRO I DISTURBI IMPULSIVI.
Dequarti Paolo a Torino. (7-1776)

PERFEZIONAMENTI NEI CIRCUITI PER CONVERTIRE UN SEGNALE ELETTRICO IN FUNZIONE DELLA POSIZIONE. PARTICOLARMENTE PER LA RIPRODUZIONE DI IMMAGINI TELEVISIVE.
Philips' Gloeilampenfabriken N.V. a Eindhoven (Paesi Bassi). (7-1776)

PERFEZIONAMENTI NELLE DISPOSIZIONI DI CIRCUITI PER IL COMANDO DI DEVIAZIONE DI FASCI DI ELETTRONI NEI TUBI A RAGGI CATODICI PER TELEVISIONE.
Rank Cintel Ltd. a Londra. (7-1776)

PERFEZIONAMENTI NEGLI STABILIZZATORI ELETTRO MAGNETICI PER APPARECCHI TELEVISIVI E PER ALTRI IMPIEGHI.
Rapaccini Romano a Terranova Bracciolini (Arezzo) (7-1776)

APPARECCHIO RICEVITORE TELEVISIVO.
Spezial Glas Vertriebs Gesellschaft m.b.H. a Darmstadt (Germania) (7-1776)

Copia dei succitati brevetti può procurare Ufficio TECNICO INTERNAZIONALE BREVETTI « ORGANIZZAZIONE RADOBOR » V.le San Michele del Carso 4, Milano, Tel. 468.914.

Anomalie in un televisore probabilmente dovuto all'impianto di antenna.

0258 – *Sig. S. Mosconi – Alassio.*

Evidentemente il fatto che il televisore funzionasse egregiamente prima del trasloco, la presenza di una linea a 9000 V alla distanza di 5 metri dall'antenna ricevente, la posizione infelice di quest'ultima, posta al disotto degli altri edifici circostanti che ne chiudono la visuale, sono tutti fattori e favore della tesi che il pessimo funzionamento sia da attribuire senz'altro all'impianto di antenna.
È vero che i fenomeni da Lei notati potrebbero essere causati tanto da un corto circuito parziale del trasformatore di alimentazione, dalla perdita di isolamento di qualche condensatore elettrolitico o da altre cause similari, alcune delle quali potrebbero aver avuto origine in qualche urto subito dall'apparecchio durante le operazioni di trasporto, però riterrei opportuno che prima di iniziare le indagini in tale senso, e nel caso non disponga degli strumenti adatti per un controllo in loco, (quale un generatore di barre) trasportasse il televisore in un luogo vicino dove sia disponibile un impianto di antenna collegato ad altro televisore efficiente. Se in tal caso la ricezione delle immagini e del suono ritorna regolare è fuori dubbio che dovrà dedicare le sue ricerche all'impianto di antenna magari collocandola ad una certa distanza, sopra uno degli edifici che la circondano, usando per discesa del cavetto coassiale previa relativi adattamenti o facendo uso di un'antenna tipo corner.
Nel caso invece l'inconveniente risulti di natura intrinseca del televisore, innanzi tutto dovrà accertarsi che durante le operazioni di trasporto non si sia staccato o spostato qualche conduttore o qualche componente, il quale possa provocare corto circuiti o dispersione con la massa od altri elementi viciniori, tenendo presente quanto è stato detto più sopra. Ciò naturalmente in conseguenza del fatto che l'anomalia si è notata dopo il trasporto.
Per quanto concerne lo schema purtroppo lo stesso non è stato pubblicato nei vari volumi dello SCHEMARIO TV trattandosi di un televisore costruiti sei anni or sono. Si rivolga direttamente alla casa al seguente indirizzo VEGA RADIO TELEVISIONE, Via Pordenone 8 Milano: può darsi che la stessa ne possegga qualche copia.
Sempre a sua disposizione per ulteriori schiarimenti. *(P. Soati)*

Apparecchi del Surplus. A proposito del trasmettitore della Bendix-TA-12B.

0259 – *Sig. F. Arnao – Palermo.*

Il trasmettitore BENDIX-TA-12B fornisce una potenza di uscita di circa 40 W, ed è adatto per comunicazioni in fonia, in telegrafia ed in telegrafia modulata (MCW) sulle seguenti quattro gamme di frequenze: 300-600 kHz, 3000-4800 kHz, 4800-7680 kHz, 7680-12000 kHz. Ogni gamma dispone di un proprio oscillatore ciascuno dei quali comprende una valvola 12SK7 (che modificando il circuito di accensione può essere sostituito da una 6SK7). Lo stadio IPA comporta l'uso di un tubo 807 mentre il PA è costituito da un parallelo di 807.
Il modulatore, che fa parte del gruppo di alimentazione, comprende due valvole amplificatrici 6N7 e 6F6 che pilotano un push-pull di 807.

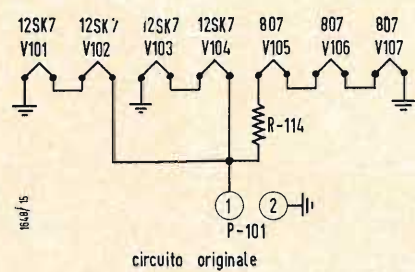



Fig. 1/0259.

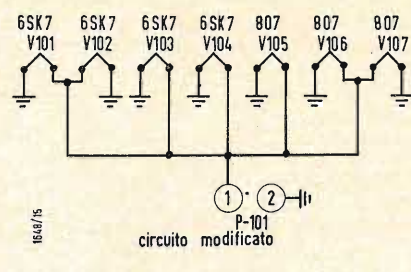



Fig. 2/0259.

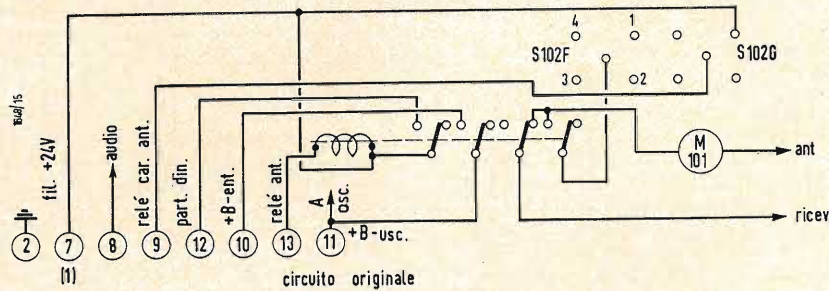



Fig. 3/0259.

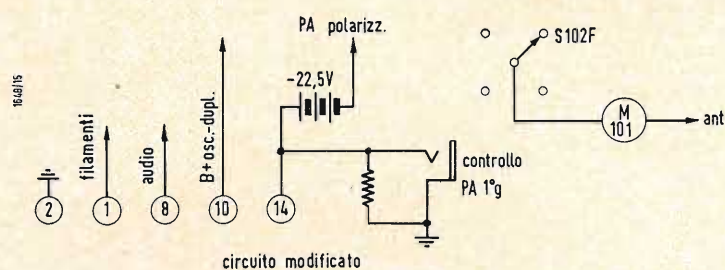



Fig. 4/0259.

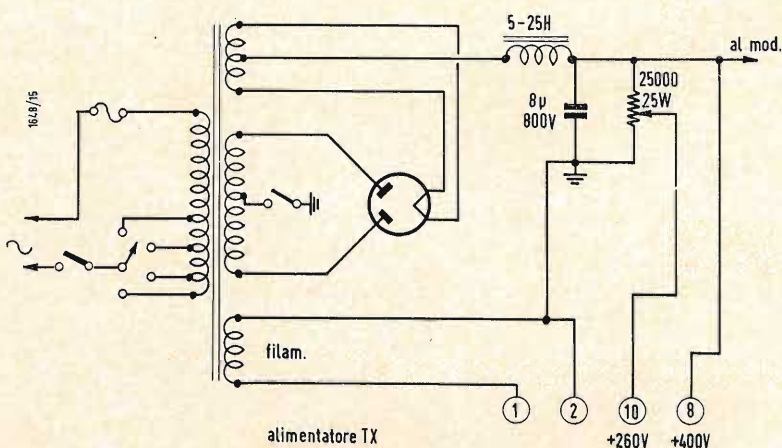



Fig. 5/0259.

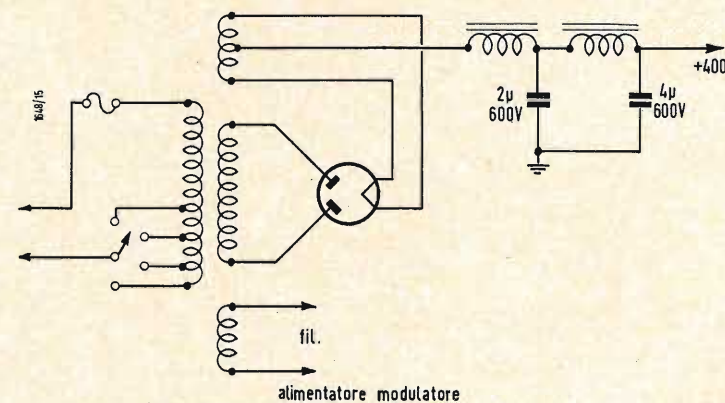
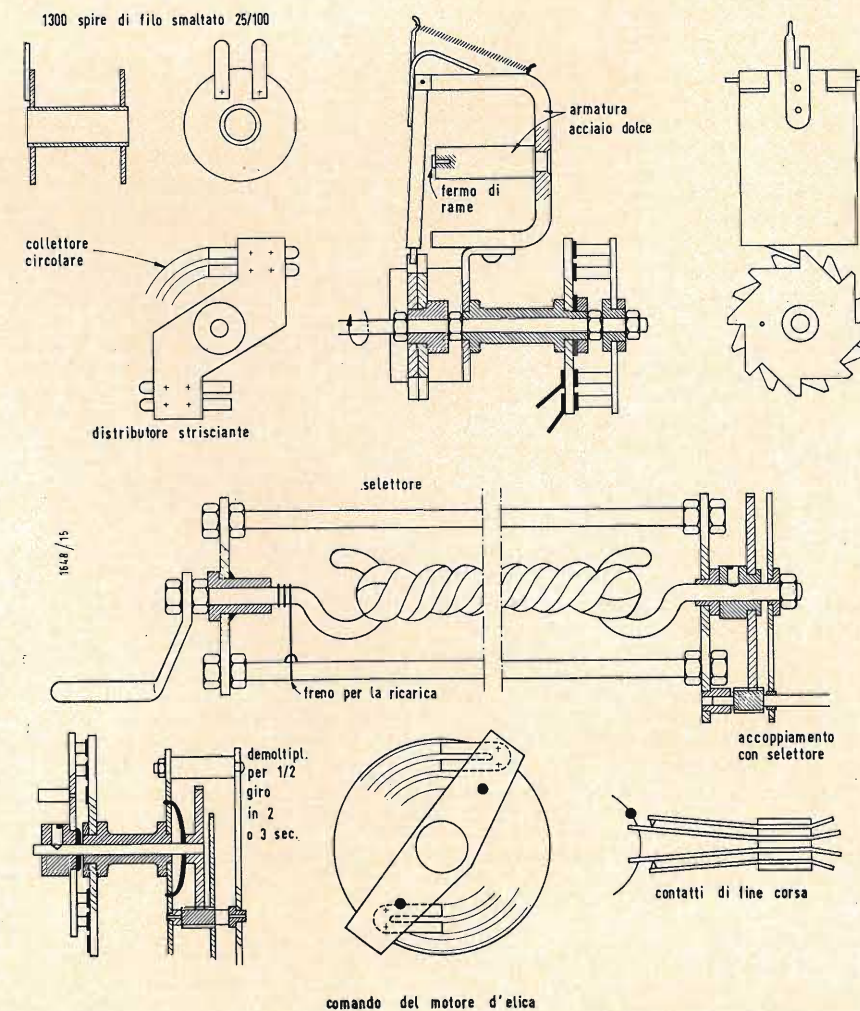
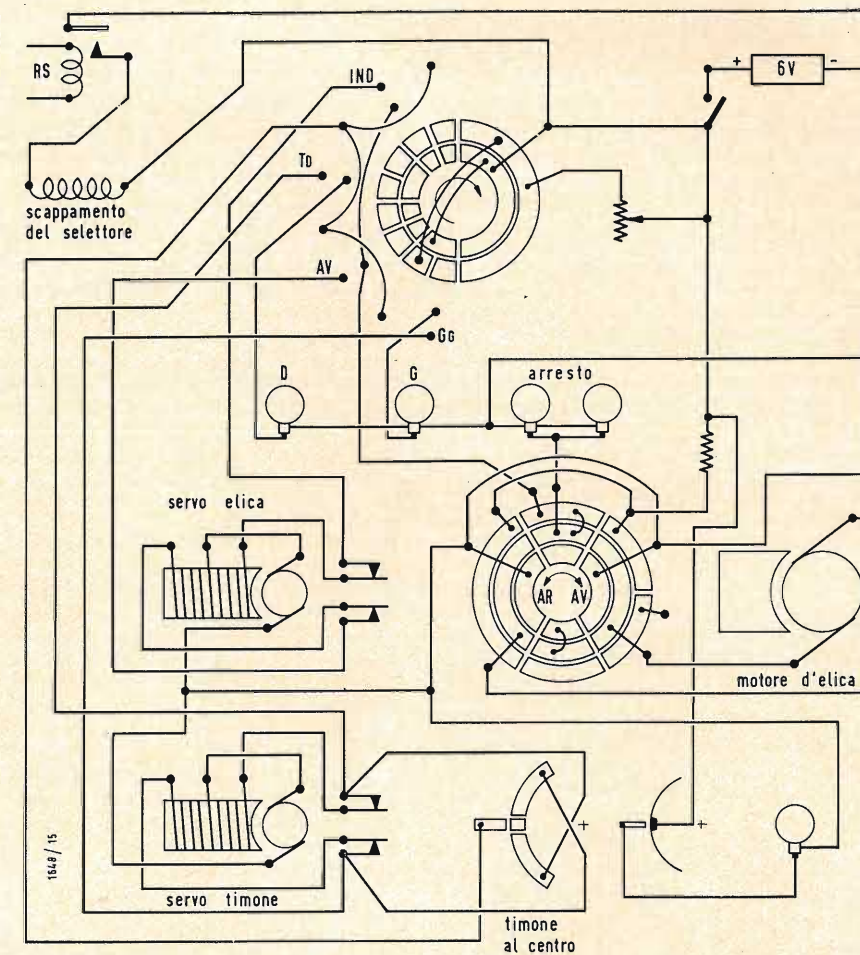



Fig. 6/0259.

Non pubblichiamo lo schema dato che non ci è stato richiesto ne da lei ne da altri lettori. Le consiglierei di eseguire senz'altro lamodifica del circuito di accensione, il cui circuito originale è visibile in figura 1, mentre quello modificato appare in figura 2. Sarebbe pure opportuno elimi:ıre il circuito relativo il relé K101, riportato in figura 3, e che dovrebbe essere modificato secondo lo schema di figura 4.
In figura 5 si ha lo schema di un alimentatore adatto per il trasmettitore nel quale si fa uso di una valvola 83. Il secondario relativo l'accensione dei filamenti del TX sarà adatto all'alimentazione scelta, cioè a 24 V nel caso non siano apportate modifiche a tale settore e a 6,3 V nel caso si attenga allo schema di figura 2.
L'alimentatore del modulatore può essere realizzato pure con una valvola 83 come da figura 6. Nel caso desideri alimentare le griglie schermo separatamente può prelevare la tensione di 285 V mediante una resistenza regolabile da 25.000 Ω, 25 W, posta in circuito in modo analogo a quello usato in figura 5.
Non sono in possesso dei dati relativi le bobine dei singoli oscillatori: d'altra parte la conoscenza degli stessi ha una importanza minima dato che dovrà apportare ad esse quelle modifiche che sono indispensabili per portare il TX a lavorare sulle gamme dei radio-amatori, modifiche che sono eseguibili con relativa facilità essendo nota la copertura di gamma di ogni circuito. *(P. Soati)*

Dispositivi per il radiocomando di un modello navale.

0260 – *Sig. C. Puglisi – Avola ed altri richiedenti.*

Concludiamo la descrizione del modello di radiovedetta GERLEC realizzata in Francia dall'associazione radioamatori del telecomando e descritta sulla rivista Haute parleur.
Il relè sensibile del ricevitore alimenta uno scappamento che permette di effettuare 1500 comandi senza bisogno di ricarica. Tale scappamento trascina un distributore che permette di inviare la corrente in uno dei due servomotori tramite un collettore circolare a due file di contatti. Una di queste file è destinata ad alimentare delle lampade, delle quali parleremo in seguito.
La metà della circonferenza di tale collettore riceve la corrente l'altra metà la invia al suddetto distributore. Gli ottc denti di ciascuna stella dello scappamento permettono di avere 8 posizioni di lavoro ed altrettante di riposo. Nella posizione di lavoro i servomotori sono alimentati mentre non lo sono in quella di riposo, escluso il servo-governo per la messa in rotta. Siccome il collettore distribuisce la corrente su quattro posizioni, ogni mezzo giro del distributore strisciante il ciclo ricomincia.
I due servomotori sono alimentati alternativamente ed invertono ogni volta il loro senso di rotazione. Ciò permette di moltiplicare il numero dei comandi del motore ad elastico. Uno dei servimotori comanda il timone tramite un verricello nel quale si avvolge o si svolge il cavetto che aziona il bilanciere.
Dei piccoli perni di fine corsa sono disposti in modo da ottenere uno spostamento massimo di 45° rispetto alla posizione centrale del timone. L'altro servo motore è destinato ad alimentare il motore dell'elica. Egli comanda un doppio distributore strisciante su di un collettore circolare con tre file di contatti. Dei perni di fine corsa sono disposti su tale distributore in modo che egli, possa fare solo mezzo giro. La posizione neutra, dove il motore risulta fermo deve essere collocata alla metà di tale mezzo giro.

Da un lato il motore è alimentato per la marcia in avanti a piccola velocità ed a fine corsa per la grande velocità: dall'altro lato si ha la marcia indietro a piccola velocità, fino a fine corsa. Le quattro posizioni del selettore determinano il ciclo completo come segue: Arresto, marcia in avanti adagio, marcia indietro adagio, marcia avanti veloce, governo a sinistra, governo a dritta (con rimessa in rotta centrale su una qualsiasi posizione del selettore). Gli impulsi brevi sono senza influenza per il servo motore mentre le manovre desiderate sono provocate dagli impulsi lunghi. Il ciclo adottato per le quattro posizioni del selettore è il seguente: 1°) servo-elica, rotazione a destra, dall'arresto alla marcia avanti a piccola o massima velocità. 2°) servo-governo manovra a dritta. 3°) servo-elica, rotazione a sinistra, da grande velocità a piccola velocità quindi arresto e marcia indietro. 4°) servo-motore manovra a sinistra. Quando il motore marcia in avanti a piccola o grande velocità al successivo impulso lungo il timone si dispone per una accostata sulla dritta. Sulla posizione di riposo egli ritorna in rotta rettilinea. L'impulso successivo deve essere corto, se non si desidera fermare il motore dell'elica. Un successivo impulso lungo predispone il timone per una accostata sulla sinistra. Sulla posizione di riposo il timone ritornerà in linea. Dopo di ciò il ciclo dei comandi riprende: un impulso corto, un impulso lungo e relativa accostata sulla dritta, ecc.

Nel modello originale delle lampade poste in modo visibile, e comandate dall'altra fila di contatti del collettore al quale abbiamo accennato all'inizio, permettono di seguire la successione dei comandi a bordo del modello. Un impulso lungo che mette in moto il servo-elica fa accendere due lampadine sulla prua fino a che il comando non si è compiuto: lo stesso dicasi per i comandi di direzione.

Nelle figure 1 e 2 sono riportati gli schemi dei vari comandi. *(P. Soati)*

sulle onde della radio

Afganistan

Radio Kabul trasmette il suo servizio interno come segue: 03.30-05.30, 08.30-10.00 su 660 e 4040 kHz, 12.30-14.30 e 15.30-18.30 su 660, 4040, 4740. Il servizio per l'estero: Inglese 15.00, Russo 18.30 su 660, 4040, 4740 kHz. Francese 19.30 su 9705 kHz (o 15385 kHz).

Albania

Radio Tirana emette il proprio 1° Programma (Programma Interno) su 1088 kHz (50 kW): 05.30-07.30, 12.00-16.00, 17.30-23.00 (Domenica 05.30-11.00, 12.00-23.00). Il 2° Programma su 1358 kHz (1 kW) Sabato/Domenica soltanto dalle 19.00 alle 24.00. Il programma per l'estero è irradiato su 1088, 7090 (25 kW), 7850 (3 kW): Albanese 19 00 su 7850 kHz, 22.30 su 7090, 7850 kHz. Arabo 04.30-05.30 su 1088 kHz, 20.00-21.00 su 7090, 7850 kHz, 23.00-24.00 su 1088 e 7090 kHz. Francese 23.00-23.30 e Inglese 23.30-24.00 su 7090 kHz. Greco 19.30-20.00 su 7850 kHz, 22.00-22.30 su 7090 e 7850 kHz. Italiano 21.30-22.00 su 7090 e 7850 kHz, 24.00-00.30 su 1088 e 7090 kHz. Serbo Croato 17.00 su 1088 kHz, 21.00 su 7090 e 7850 kHz.

Belgio

La scheda programmi estivi di Radio Bruxelles valida fino al 3 Settembre 1961: Per Africa 06.00-08.00 (15335, 17850, 11850 kHz), 11.00-13.15 (17860 kHz), 11.00-13.00 (21510, 21715 kHz), 13.15-14.00 (17860 kHz), 14.30-17.00 (Sabato e Domenica soltanto 17860, 21510, 21715 kHz). Tutte le frequenze sono irradiate con 100 kW di potenza eccetto 21715, 15435 e 11850 (20 kW). Altri programmi per l'Africa 17.15-18.00 su 17860 kHz 18.00-18.45 su 17860 kHz, 18.00-22.00 su 15335, 15435 kHz, 19.00-22.00 su 17840 kHz, 00.15-01.00 e 01.00-02.00 su 9705 e 11850 kHz Per il Medio Oriente vengono irradiati dei programmi alle seguenti ore: 13.15-14.00 su 17845 kHz. Per il Sud-Europa 13.15-14.00 su 15335 kHz (20 kW), 22.15-24.00 su 11805 kHz (20 kW). I programmi in lingua inglese: 21.15-21.50 e 01.00-02.00 (Lunedì-Venerdì 01.45-02.00) su 15335 kHz e 11805 kHz.

Bulgaria

Radio Sofia emette in lingua Italiana alle seguenti ore 18.15-18.30 su 39,11; 49, 42; 22.00-22.30 su 362 m.

Cina

Una trasmissione in lingua italiana viene emessa da Radio Pechino alle ore 20.00-20.30 sulle gamme di 19, 25, 31, 41 metri. È stata ascoltata a Milano su 30,61 metri (9800 kHz) molto bene. Altra trasmissione segue nella stessa frequenza in Spagnolo. In Inglese e Francese è ascoltata molto bene su metri 42,37 (7080 kHz) a partire dalle ore 19.00.

Cuba

Una stazione sperimentale cubana irradia ad onde corte di 100 kW su 21630 kHz dalle 18.00-23.00 con annunci per l'Europa « Aquì la onda corta experimental cubana ».

Gabon

Radio Gabon trasmette al momento: 06.00-07.30, 18.00-22.00 su 1520 e 4776 kHz; 12.15-14.00 su 1520 e 7270 kHz. Notizie in lingua francese alle ore 07.00, 12.45, 13.55, 18.30, 19.30. Potenza dei trasmettitori: ad onda media 1 kW ed a onde corte 4 kW. Dal 1° giugno la potenza è prevista di 25 kW.

Gran Bretagna

Dal 1° Aprile il G.O.S. della B.B.C. di Londra diretto al Canadà, U.S.A. e Messico viene emesso alle 22.15-23.15 su 11860, 15140 kHz; 23.15-01.30 su 9510, 11860 kHz; 01.30-03.00 su 9510 kHz; 03.00-04.00 su 6110 e 9510 kHz. Il servizio Nord Americano è in aria alle ore seguenti: 16.15-17.00 su 21675 kHz; 17.00-18.45 su 18810, 21675 kHz (in inglese eccetto giovedì 16.40-16.45, venerdì 18.15-18.20 e Lunedì-Venerdì 17.55-18.00). Il servizio francese è ora trasmesso come segue: 06.15-06.45 su 7280, 9510, 11820 kHz per Africa Occidentale ed equatoriale; 08.30-09.00 su 647, 6050, 7230 per l'Europa; 11860 kHz per Europa e Nord Africa; 15310, 17790, 21640 (Africa Occ. ed Eq.); 12.30-13.15 su 647, 9600, 11780 (Europa), 15110 (Europa e Nord Africa); 13.00-14.30 su 15110 kHz per il Nord Africa, 21630, 25670 (Africa Occ. e Eq.); 19.30-20.30 kHz su 1340, 6050, 7230 (Europa), 9765 (Europa e Nord Africa), 11820, 15110, 17790 (Africa Occ. e Eq.).

Israele

Il servizio estero di Radio Israele su 9009 kHz: 05.15-05.30 in Giudeo per l'America Latina; 16.15-16.45 in Suaili per l'Africa Occidentale; 17.15-18.15 per Sud Africa (17.15 Giudeo-17.45 Inglese); 18.45-21.45 per l'Europa (20.45 Francese-21.15 Inglese); 22.00-23.00 per l'Africa occidentale (22.00 francese-22.30 Inglese).

Italia

Durante i mesi estivi programmi in francese ed inglese per l'Africa e Medio Oriente dalle 10.00-10.20 (francese) e 10.20-10.40 (inglese) saranno trasmessi su 9575 e 11905 kHz. Il programma in Italiano per il Nord ed il Sud America delle 15.05-15.45 sarà trasmesso su 17740, 17800, 21560 kHz.

Katanga

Radio Katanga da Elisabetville su 11865 kHz ha un programma di musiche francesi con segnale di identificazione in francese ed annunci dalle 05.06-05.20. I programmi tra poco saranno emessi con i nuovi trasmettitori di 20 e 50 kW. Rapporti di ricezione a Radio Katanga - P.O. Box 1152 - Elisabetville (Stato del Katanga).

Nigeria

La « Eastern Nigeria Broadcasting Service - P.O. Box 350 Enugu (Nigeria) ci ha fatto pervenire la nuova scheda dei programmi: 06.00-09.00 (Domenica dalle 07.00) e 16.30-23.30 (Domenica dalle 16.30-Sabato fino alle 24.00) su 4855 kHz; 11.00-16.00 (Sabato fino alle 15.30, domenica 09.30-16.00) su 9635kHz.

Panama

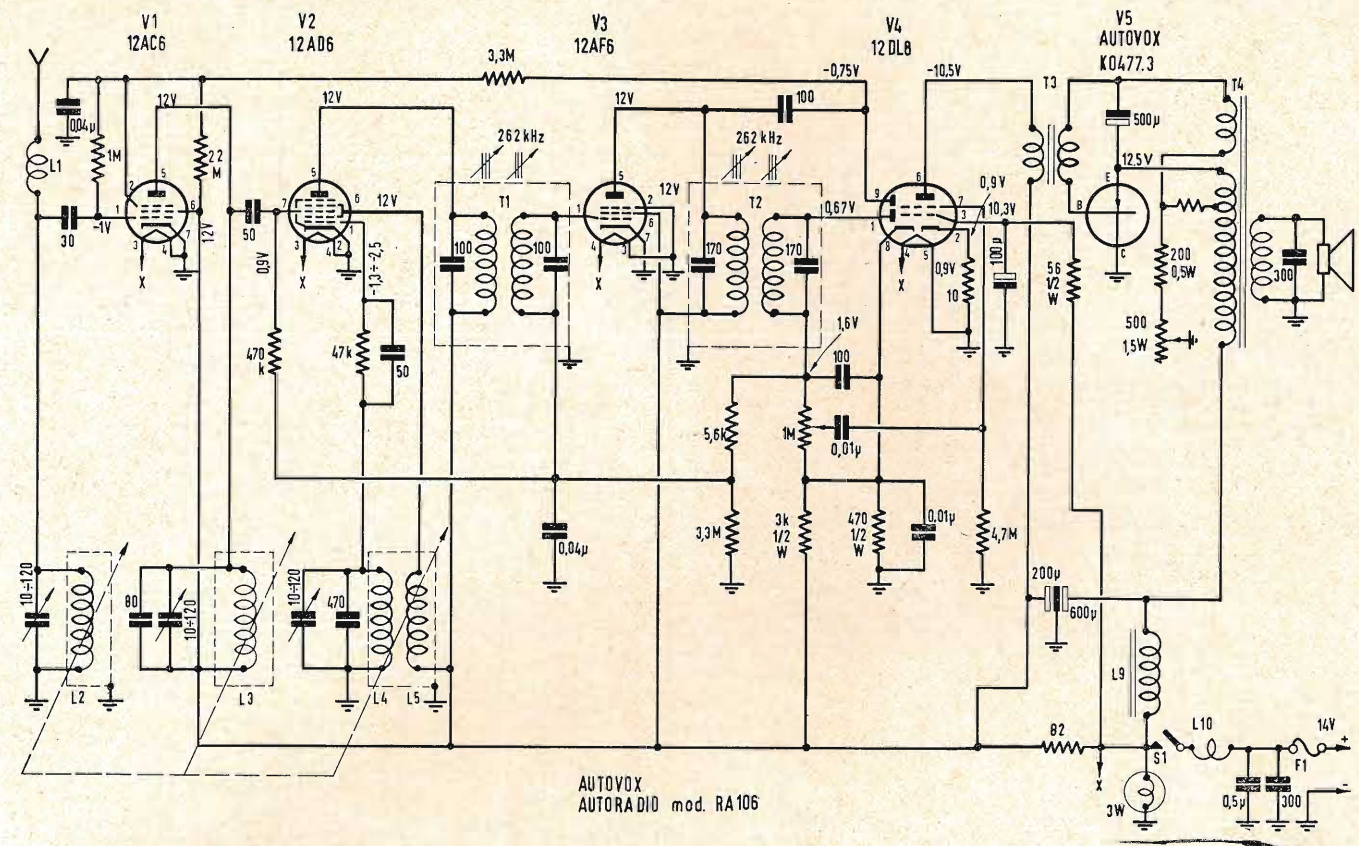
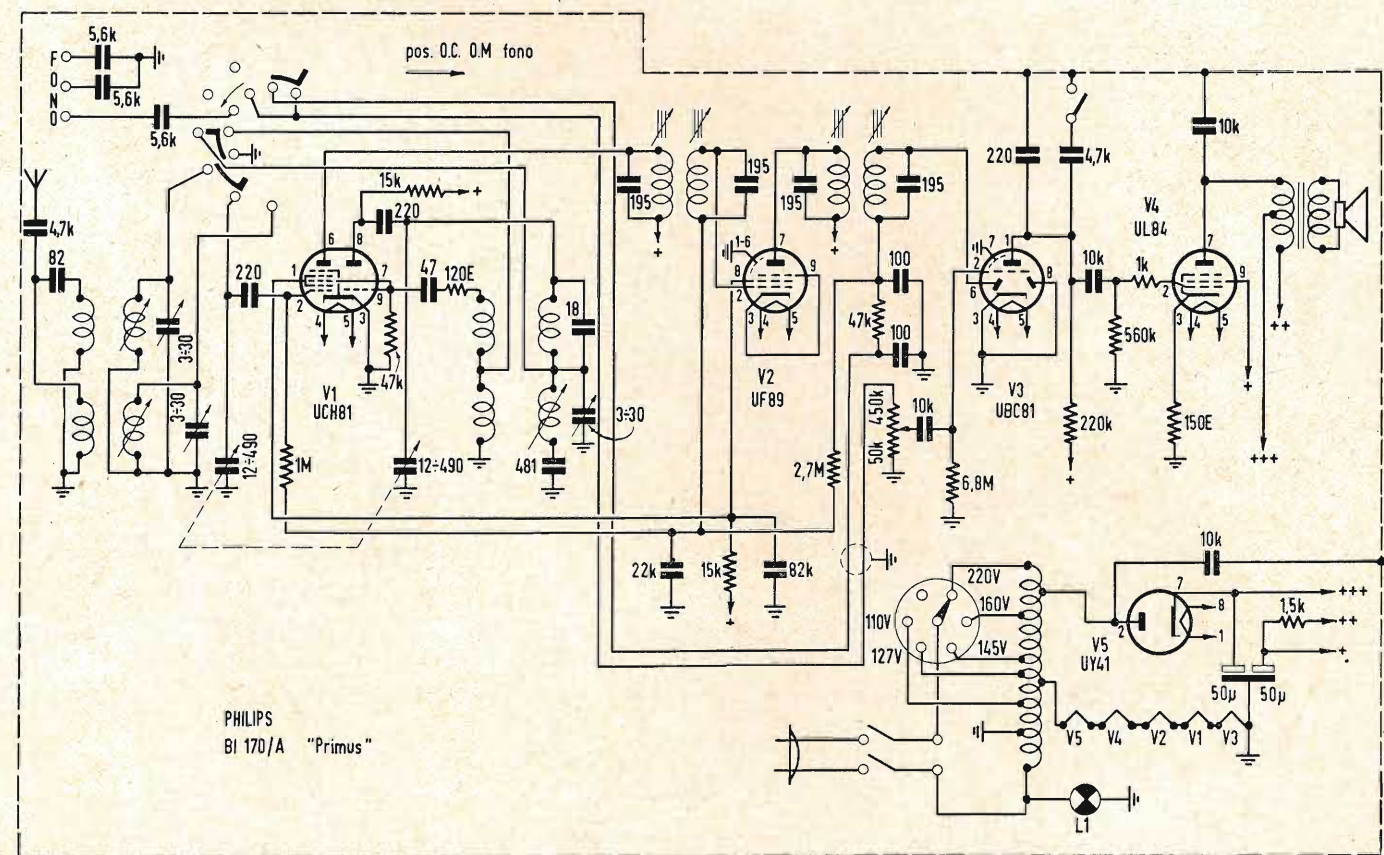
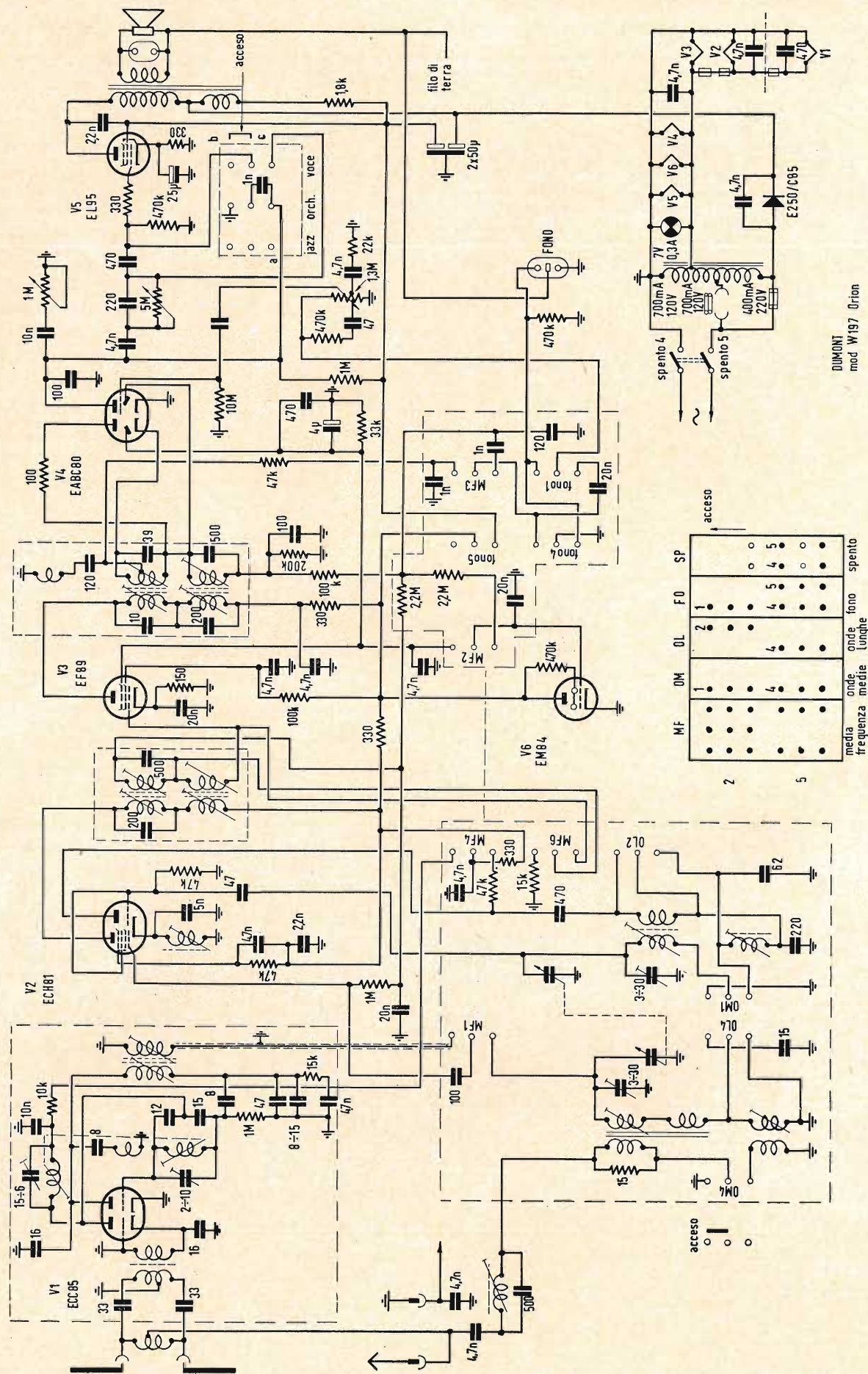
Le stazioni seguenti vengono comunicate come inattive: HOM50 su 5995 kHz; HP5K su 6005 kHz; HORT su 6060 kHz; HOO su 6090 kHz; HP5H su 6122 kHz; HOQQ su 6140 kHz; HP5G su 6175 kHz; HOJ53 su 9645 kHz.

Svizzera

Ecco i programmi di Radio Schwarzembourg validi per tutta l'estate e fino al 4 Novembre 1961.

Europa: 06.45-07.45, 12.00-13.30, 16.00-23.45 su 48.66, 31.46 (6165 e 9535 kHz).

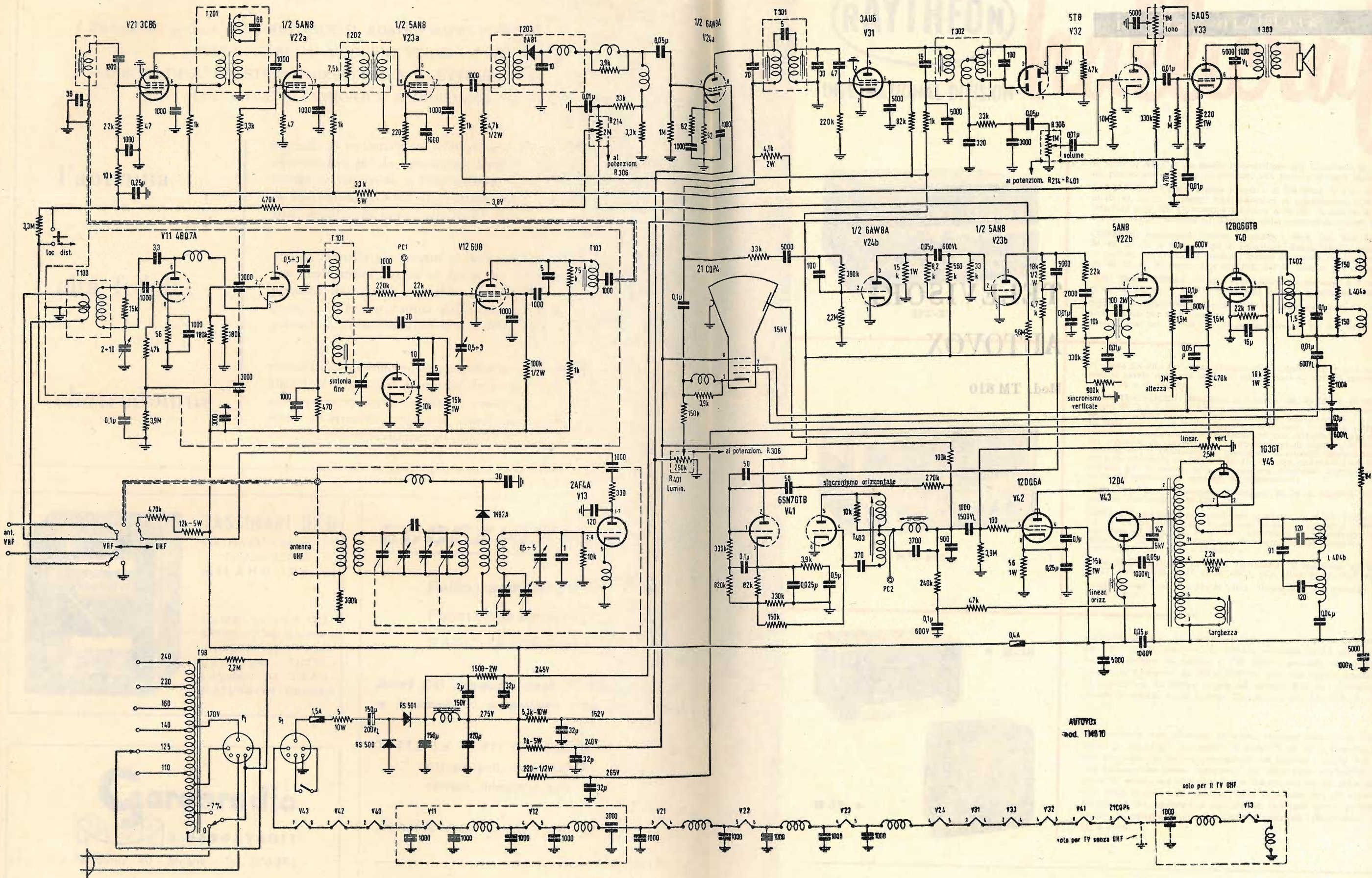
Africa: 06.45-07.45, 18.30-23.45 su 25,61 (11715 kHz) e 12.00-13.30 su 13.94 (21520 kHz).

Oltremare: 08.15-10.45 per l'Australia su 25.28, 19.59, 13.89 (11865, 15315, 21605 kHz) 13.45-15.30 su 25.28, 19.59, 16.93 (11865, 15315, 17720 kHz) per Giappone; per India 15.45-17.30 sulle stesse frequenze; per Medio Oriente 17.45-19.30 su 31.04, 25.28, 19.59 (9665, 11865, 15315 kHz); per Inghilterra 19.45-22.00 su 41.61, 31.43 (7210, 9545 kHz) tutti programmi in lingua Inglese. Programmi in Spagnolo e Portoghese 24.00-01.45, 04.30-05.00 su 41.61, 31.46, 25.28 (7210, 9535, 11865 kHz); 21.45-23.30 su 9545 kHz e 11865 kHz (31.43 e 25.28 m). Programmi in Inglese per il Nord America 02.30-04.15, 05.15-06.00 su 48.66, 31.46, 25.28 (6165, 9535, 11865 kHz). Per Africa 11.00-11.45 su 19.59, 16.93, 13.94 (15315, 17720, 21520 kHz). Programmi in lingua Araba 18.30-19.00 su 31.04, 25.28, 19.59 (9665, 11865, 15315 kHz). *(Micron)*

Schema elettrico del radioricevitore AUTOVOX AUTORADIO, mod. RA106

Schema elettrico del radioricevitore PHILIPS, mod. BI 170/A «Primus»

Schema elettrico del radioricevitore DUMONT, mod. W197 Orion

TELEVISORE AUTOVOX

Mod. TM 810

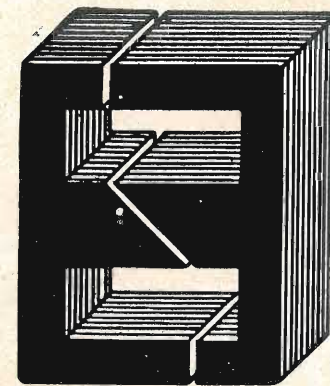
Scher

Schema elettrico del radioricevitore DUMONT, mod. W197 Orion

Schema elettrico del ricevitore TV - AUTOVOX, mod. TM 810

I PERIODICI DELLA CASA **EDITRICE IL ROSTRO** RAPPRESENTANO I PIU' EFFICACI E MODERNI VEICOLI PUBBLICITARI PER TUTTI I PRODOTTI DELL'INDUSTRIA STEREOFONICA, ELETTROACUSTICA TELEVISIVA, ELETTRONICA, RADIOFONICA ELETTRODOMESTICA

l'antenna — *mensile di radiotecnica, televisione e tecnica elettronica indispensabile per la conoscenza tecnica e scientifica, la pubblicità commerciale e l'incremento alla diffusione di tutta la vastissima gamma degli strumenti elettronici, di televisori, apparecchi radio, giradischi, ecc.*

alta fedeltà — *rivista mensile per quanti si occupano di Hi-Fi in tutte le sue applicazioni; unica in Italia per la pubblicità di tutti i prodotti industriali riguardanti il settore della bassa frequenza e l'intero campo dell'elettroacustica, amplificatori, complessi stereofonici ad alta fedeltà, magnetofoni, ecc.*

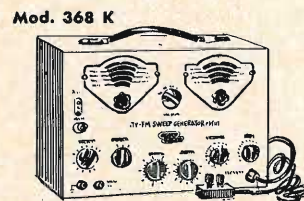
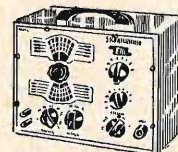
elettrodomus — *mensile di elettrodomestica particolarmente adatto alla pubblicità di frigoriferi domestici, lavatrici, cucine, lucidatrici, aspirapolvere, apparecchiature casalinghe, scaldabagni, impianti di riscaldamento e di condizionamento dell'aria, apparecchi elettrodomestici di piccola dimensione, ecc.*

TASSINARI UGO

Via Privata Oristano, 9
Telefono 2571073
MILANO (Gorla)

LAMELLE PER TRASFORMATORI RADIO E INDUSTRIALI - FASCE CALOTTE - TUTTI I LAVORI DI TRANCIATURA IN GENERE

Via Palestrina, 40 - Milano - Tel. 270.888

Bobinatrici per avvolgimenti lineari e a nido d'ape

ECCEZIONALE !!!

Radiogrammofono FM L. 20.650

Fonovaligia amplificata L. 11.800

RADIOTRANSISTOR L. 12.750

Altri 20 modelli vari di apparecchi a prezzi di assoluta concorrenza

TUTTE LE PARTI STACCATE RADIO TV
Altoparlanti, condensatori, resistenze, valvole, minuterie ecc.

INVIAMO LISTINI GRATIS

F.A.R.E.F. RADIO

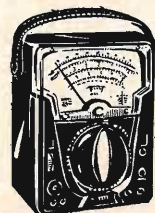
MILANO - Via A. Volta 9 - Tel. 666056

Per caratteristiche, prezzi, consegna, ecc., rivolgersi a:

DISTRIBUTORI PER L'ITALIA:

PASINI & ROSSI

GENOVA - Via SS. Giacomo e Filippo, 31 *Tel. 870410 - 893465*

MILANO - Via A. Da Recanate, 4 *Tel. 278855*

Effetto Corona

Archi Oscuri

Scintillamenti

Scariche E AT

nei televisori vengono eliminati spruzzando con:

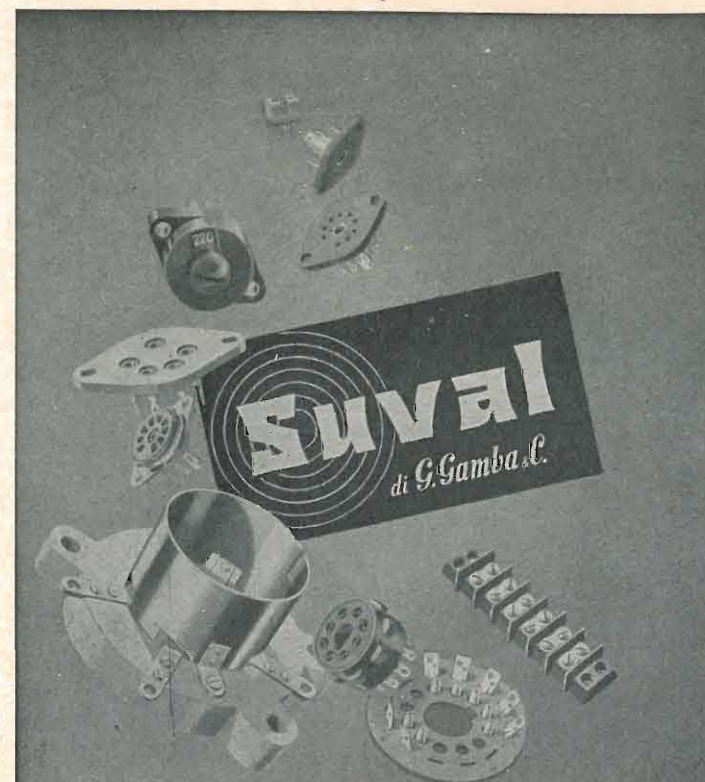
KRYLON TV

Barattolo da 16 once

Antifungo - Antiruggine

Concessionario di vendita per l'Italia:

R. G. R.

CORSO ITALIA, 35 - **MILANO** - TELEF. 8480580

MILANO - Via Dezza, 47 - Tel. 487.727 - 464.555

TRASFORMATORI TORNAGHI - MILANO

TRASFORMATORI • AUTOTRASFORMATORI • REATTORI

VIA MONTEVIDEO 8 - TELEFONO 84.59.03

Lo stabilizzatore che riassume i requisiti necessari ad un apparecchio di pregio

Tensione di alimentazione universale - Tensione di uscita V 110-160-220 - Frequenza 50 Hz - Stabilizzazione ± 2% con variazioni ± 20% - Rendimento 80% - Potenza di uscita 250 VA

Stabilizzatore di tensione a ferro saturo "Daniel's"

Mostra tedesca della radio, della televisione e della tecnica fonica

Berlin 1961

dal 25 agosto al 3 settembre

nei padiglioni di esposizione »Funkturm« a Berlino Occidentale

Informazioni:

Ufficio Tedesco per Informazioni Turistiche Roma Via Bissolati 10

Astars di ENZO NICOLA

TELEVISORI DI PRODUZIONE PROPRIA
e delle migliori marche nazionali e estere

SERVIZIO TECNICO ED ASSISTENZA:
Geloso - Radiomarelli - Telefunken
RAPPRESENTANZE con deposito:
IREL *Altoparlanti* - **ICAR** *Condensatori*

Vernieri isolati in ceramica per tutte le applicazioni.
Parti staccate per televisione - MF - UHF - trasmettitori
- Controlli elettronici - Automazionismi industriali ecc.

ASTARS Via Barbaroux, 9 - TORINO tel. 519.974 tel. 519.507

TRASFORMATORI

serie complete per TV - F. M. - A. M.
Hi-Fi da 10/20 W.
per TRANSISTOR da 10 mW a 20 W.
TRIFASI sino a 30 KVA.
STABILIZZATORI di tensione 10/500 VA.

Interpellateci per i Vostri quesiti

TELEVOX Via Iglesias 12 - MILANO

TERZAGO TRANCIATURA S.p.A.

Milano - Via Taormina 28 - Via Cufra 23 - Tel. 606020 - 600191 - 606620

LAMELLE PER TRASFORMATORI DI QUALSIASI POTENZA E TIPO - CALOTTE E SERRAPACCHI PER TRASFORMATORI - LAVORI DI IMBOTTITURA

La Società è attrezzata con macchinario modernissimo per lavorazioni speciali e di grande serie

---

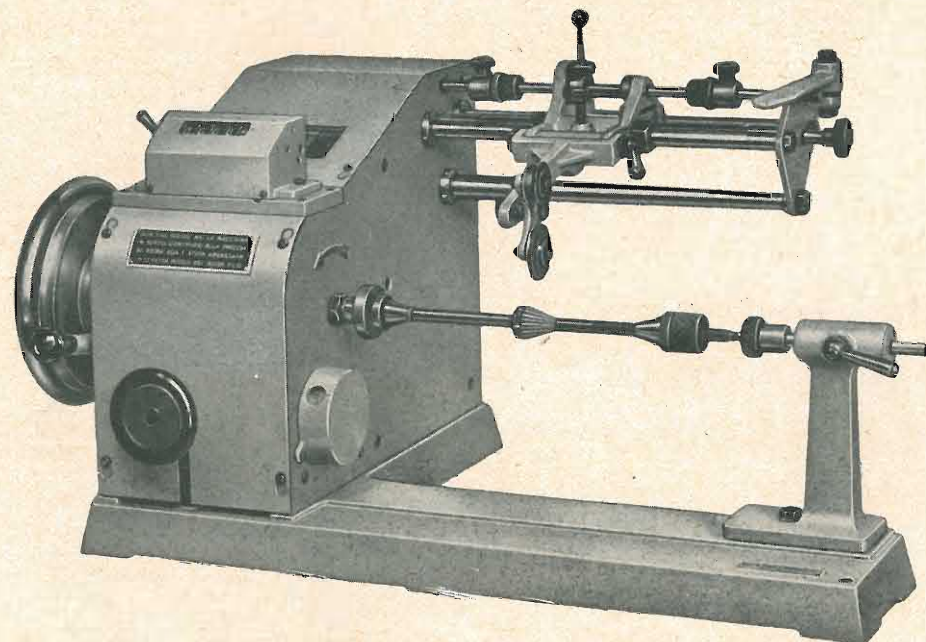
Questo è il rasoio elettrico che attendevate

Il Rasoio Moderno per l'Uomo Moderno

Organizzazione "FAMULUS"
Dott. DALL'OLIO -
FIRENZE VIA VENEZIA, 10

Ing. R. PARAVICINI S.R.L.

MILANO
Via Nerino, 8
Telefono 803.426

BOBINATRICI PER INDUSTRIA ELETTRICA

TIPO MP2A

Tipo MP2A
Automatica a spire parallele per fili da 0,06 a 1,40 mm.

Tipo AP23
Automatica a spire parallele per fili da 0,06 a 2 mm., oppure da 0,09 a 3 mm.

Tipo AP23M
Per bobinaggi multipli.

Tipo PV4
Automatica a spire parallele per fili fino a 4,5 mm.

Tipo PV7
Automatica a spire incrociate. Altissima precisione. Differenza rapporti fino a 0,0003.

Tipo AP9
Automatica a spire incrociate.

Automatismi per arresto a fine corsa ed a sequenze prestabilite.

Tipo P1
Semplice con riduttore.

Portarocche per fili ultracapillari (0,015) medi e grossi.

Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprieta Ed. IL ROSTRO
CONCESSIONARIA PER DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - Via Conservatorio, 24 - MILANO - Tip. Edizioni Tecniche - Via Baldo degli Ubaldi, 6

PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

GRUPPI DI A. F.

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

RICAGNI - Milano
Via Mecenate, 71
Tel. 720.175 - 720.736

APPARECCHIATURE AD ALTA FEDELTA'

ALOIS HOFMANN - Milano
Via Tamagno, 5 - Tel. 266.448-265.402

AUDIO - Torino
Via Goffredo Casalis, 41 - Tel. 761.133

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - 554.342

LOEWE OPTA - Conc. esclus. S.I.R.T.E.
Milano - Via Orefici, 2 - Tel. 860.709

C.G.E. - DIVISIONE BENI di CONSUMO
Milano - Via Gallarate, 103-105
Tel. 304.172 - 305.795

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

FRODEL - Milano
Via Monfalcone, 12
Tel. 213.770 - 283.651

VALVOLE E TUBI CATODICI

A.T.E.S. - L'Aquila - Via Pile, 61
Direzione Commerciale **Milano**
Viale F. Restelli, 5
Tel. 688.1041 (4 linee)

FIVRE - Milano
Via Guastalla, 2 - Tel. 700.335

ITER - Milano
Via Visconte di Modrone, 36
Tel. 700.131 - 780.388

MARCONI ITALIANA - Genova
Via Corsica, 21 - Tel. 589.941

MILANO BROTHERS - Milano
Piazza Velasca, 5 - Tel. 897.740

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

REGISTRATORI

ALLOCCHIO BACCHINI - Milano
Via S. M. Beltrade, 1 - Tel. 872.733

AUDIO - Torino
Via Goffredo Casalis, 41 - Tel. 761.133

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

BOBINATRICI

GARGARADIO - Milano
Via Palestrina, 40 - Tel. 270.888

GIACOM & MACCIONE - Milano
Corso Vercelli, 51 - Tel. 411.628

PARAVICINI - Milano
Via Nerino, 8 - Tel. 803.426

GIOGHI DI DEFLESSIONE TRASFORMATORI DI RIGA E.A.T. • TRASFORMATORI

ARCO - Firenze
Piazza Savonarola, 10 -
Tel. 573.891 - 573.892

LARE - Milano
Via Marazzani, 8 - Tel. 240.469
Laboratorio avvolgimenti radio elettrici

TELEVOX - Milano
Via Iglesias, 12 - Tel. 2.572.389
Trasformatori per Radio-TV Hi-Fi ecc.

TRASFORMATORI TORNAGHI
Milano
Via Montevideo, 8 - Tel. 845.903

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

SAREA - Milano
Via S. Rosa, 14 - Tel. 390.903

GIRADISCHI - AMPLIFICATORI ALTOPARLANTI E MICROFONI

AUDIO - Torino
Via Goffredo Casalis, 41 - Tel. 761.133
Amplificatori Marantz, Acoustic Research

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86 - Tel. 717.192

GARIS - Milano
Via Tito Livio, 15 - Tel. 553.909
Giradischi - Fonovalige

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342
Giradischi, altoparlanti, amplificatori

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Giradischi

PRODEL - Milano
Via Monfalcone, 12
Tel. 283.651 - 283.770
Amplificatori

POTENZIOMETRI

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

LIAR - Milano
Via B. Verro, 8 - Tel. 84.93.816

MIAL - Milano
Via Fortezza, 11 - T. 25.71.631/2/3/4
Potenziometri a grafite

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

ANTENNE

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981 - Tel. 837.091

IARE - Torino
Tel. 690.377
Uff.: Corso Moncalieri, 223
Officina: Strada del Salino, 2
Antenne, amplificatori, accessori TV

I.O.M.M.S.A. S.p.A. - Milano
Brevetti « TELEPOWER »
P.zza S. Maria Beltrade, 1 - T. 898.750

NAPOLI - Milano
Viale Umbria, 80 - Tel. 573.049

CONDENSATORI

DUCATI - ELETTROTECNICA S.p.A.
Bologna
Tel. 491.701 - Casella Postale 588

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65 - Tel. 872.870

MIAL - Milano
Via Fortezza, 11 - T. 25.71.631/2/3/4
Condensatori a mica, ceramici e in polistirolo

MICROFARAD - Milano
Via Derganino, 18/20 -
Tel. 37.52.17 - 37.01.14

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

ROCOND Faè di Longarone (Belluno)
Tel. 14 - Longarone

STABILIZZATORI DI TENSIONE

CITE di O. CIMAROSTI - S. Margherita Ligure
Via Dogali, 50

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

LARE - Milano
Via Marazzani, 8 - Tel. 240.469
Laboratorio avvolgimenti radio elettrici

STARET - Milano di Ing. E. PONTREMOLI & C.
Via Cola di Rienzo, 35 - Tel. 425.757

TELEVOX - Milano
Via Iglesias, 12 - Tel. 2.572.389
Stabilizzatori di tensione da 10 W a 500 W

RAPPRESENTANZE ESTERE

AUDIO - Torino
Via Goffredo Casalis, 41 - Tel. 761.133
Audio Devices, nastri magnetici, dischi vergini, Scully, macchine per incidere dischi

CELADA - Milano
Viale Tunisia, 4 - Tel. 278.069

CIFTE - Milano
Via Beatrice d'Este, 35 - Tel. 540.806 -
Via Provana, 7 - Tel. 82.366 - Torino
Cinescopi, transistori, valvole

ELECTRONIA - Bolzano
Via Portici, 2
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

EXHIBO ITALIANA - Milano
Via General Fara, 39 -
Tel. 667.068 - 667.832
AVO - N.S.F. - Sennheiser - Neuberger, ecc.

GALLETTI R. - Milano
Corso Italia, 35 - Tel. 84.80.580
Soluzioni acriliche per TV

Ing. S. e Dr. GUIDO BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3
Strumenti di misura
Agenti per l'Italia delle Ditte: Weston - General Radio - Sangamo Electric - Evershed & Vignoles - Tinsley Co.

LARIR - Milano
Piazza 5 Giornate, 1 - Tel. 795.763/2

PASINI & ROSSI
Via SS. Giacomo e Filippo, 31 r -
Telefono 83.465 - **Genova**
Via Recanati, 4 - Tel. 278.855 - **Milano**
Altoparlanti, strumenti di misura

SILVERSTAR - Milano
Via Visconti di Modrone, 21
Tel. 792.791
Rappr. RCA

SIPREL - Milano
Via F.lli Gabba - Tel. 861.096/7
Complessi cambiadischi Garrard, valigie grammofoniche Supravox

T. P. A. - Milano
Via Zuretti, 52 - Tel. 674.927
Registratori

VIANELLO - Milano
Via L. Anelli, 13 - Tel. 553.081
Agente esclusivo per l'Italia della Hewlett-Packard Co.
Strumenti di misura, ecc.

RESISTENZE

CANDIANI Ing. E. - Bergamo
Via S. Tomaso, 29 - Tel. 49.783

ELECTRONICA METAL-LUX - Milano
Viale Sarca, 94 - Tel. 64.24.128

STRUMENTI DI MISURA

AESSE - Milano
Piazza Erculea, 9 - Tel. 896.334

BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3

ELETTRONICA - STRUMENTI - TELECOMUNICAZIONI - Belluno
Via Fol 14, cas. post. 44
Costruzioni Elettr. Professionali

I.C.E. - Milano
Via Rutilia, 19/18 - Tel. 531.554/5/6

INDEX - Sesto S. Giovanni
Via Boccaccio, 145 - Tel. 24.76.543
Ind. Costr. Strumenti Elettrici

LAEL - Milano
Via Pantelleria, 4 - Tel. 391.267

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

SEB - Milano
Via Savona, 97

SIAE - Milano
Via Natale Battaglia, 12 - Tel. 287.145

TARAGNI - Milano
Via Borgonuovo, 14
Tel. 661.750 - 635.446

TES - Milano
Via Moscova, 40-7 - Tel. 667.326

UNA - Milano
Via Cola di Rienzo, 53 a - Tel. 474.060

VORAX-RADIO - Milano
Viale Piave, 14 - Tel. 793.505

ACCESSORI E PARTI STACCATE PER RADIO E TV APPARECCHI A TRANSISTORI

ASTARS RADIO di Enzo Nicola - Torino
Via Barbaroux, 9
Tel. 519.974 - 519.507
Parti staccate, valvole, tubi, pezzi di ricambio TV, transistors

BALLOR rag. ETTORE - Torino
Via Saluzzo, 11 - Tel. 651.148-60.038
Parti staccate, valvole, tubi, scatole montaggio TV

ENERGO - Milano
Via Carnia, 30 - Tel. 287.166
Filo autosaldante

F.A.C.E. STANDARD - Milano
Viale Bodio, 33
Componenti elettronici ITT STANDARD

FANELLI - Milano
Via Mecenate, 84-9 - Tel. 710.012
Fili isolati in seta

FAREF - Milano
Via Volta, 9 - Tel. 666.056

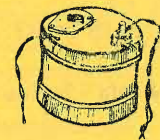
ISOLA - Milano
Via Palestro, 4 - Tel. 795.551/4
Lastre isolanti per circuiti stampati

LARES - Paderno Dugnano
Via Roma, 98 - Tel. 922.354
Circuiti stampati

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

LIAR - Milano
Via Bernardino Verro, 8 - T. 84.93.816
Prese, spine speciali, zoccoli per tubi 110

MARCUCCI - Milano
Via F.lli Bronzetti, 37 - Tel. 733.774

MELCHIONI - Milano
Via Friuli, 16 - Tel. 585.893

ALIMENTATORE in alterna per SONY ed altri tipi di ricevitori fino ad 8 transistors a 9 V. Elimina la batteria e riduce a zero il costo d'esercizio. Cambio tensioni per 125, 160 e 220 V. Munito di interruttore e lampada spia. Contro rimessa anticipata L. 1.980; contrassegno L. 2.100.

MICRON TV - Industria 65 - ASTI

MOLINARI ALESSANDRO - Milano
Via Catalani, 75 - Tel. 24.01.80
Fusibili per radiotelevisione

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

RADIO ARGENTINA - Roma
Via Torre Argentina, 47 - Tel. 565.989

RES - Milano
Via Magellano, 6 - Tel. 696.894
Nuclei ferromagnetici

S.A.C.E. CRYSTAL di G. F. Serri & C.
Livorno - Via Micheli 28 - Tel. 22.517
Cristalli di quarzo per tutte le applicazioni

S G S - Milano
Via C. Poma, 61 - Tel. 723.977 (uff.)
Agrate Milano (stabilimento)

SINTOLVOX s.r.l. - Milano
Via Privata Asti, 12 - Tel. 462.237
Apparecchi radio televisivi, parti staccate

SUVAL - Milano
Via Dezza, 47 - Tel. 487.727
Fabbrica di supporti per valvole radiofoniche

TERZAGO TRANCIATURE S.p.A.
Milano - Via Cufra, 23 - Tel. 606.020
Lamelle per trasformatori per qualsiasi potenza e tipo

VORAX RADIO - Milano
Viale Piave, 14 - Tel. 793.505

AUTORADIO TELEVISORI RADIOGRAMMOFONI RADIO A TRANSISTOR

ALLOCCHIO BACCHINI - Milano
Via S. M. Beltrade, 1 - Tel. 872.733

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981 - Tel. 837.091
Televisori, Radio, Autoradio

C.G.E. - DIVISIONE BENI di CONSUMO
Milano - Via Gallarate, 103-105
Tel. 304.172 - 305.795

COMP. GEN. ARIOFONICA - Milano
Via Bertarelli, 1 - Tel. 871.808

CONDOR - Milano
Via Ugo Bassi, 23-A
Tel. 600.628 - 694.267

EKCOVISION - Milano
Viale Tunisia, 43 - Tel. 637.756

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86 - Tel. 717.192

EUROVIDEON - Milano
Via Taormina, 38 - Tel. 683.447

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

INCAR - Vercelli
Via Palazzo di Città, 5/r - Tel. 5002
Televisori, Radio

ITELECTRA - Milano
Via Teodosio, 96 - Tel. 287.028
Televisori, Radio

MINERVA - Milano
Viale Liguria, 26 - Tel. 850.389

NOVA - Milano
Piazza Princ. Clotilde, 2 - Tel. 664.938
Televisori, Radio

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

PRANDONI DARIO - Treviglio
Via Monte Grappa, 14 - Tel. 30.66/67
Produttrice degli apparecchi Radio TV serie Trans Continents Radio e Nuclear Radio Corporation

PRODEL - Milano
Via Monfalcone, 12
Tel. 283.651 - 283.770

ROBERT BOSCH S.p.A. - Milano
Via Petitti - Tel. 367.603
Autoradio BLAUPUNKT

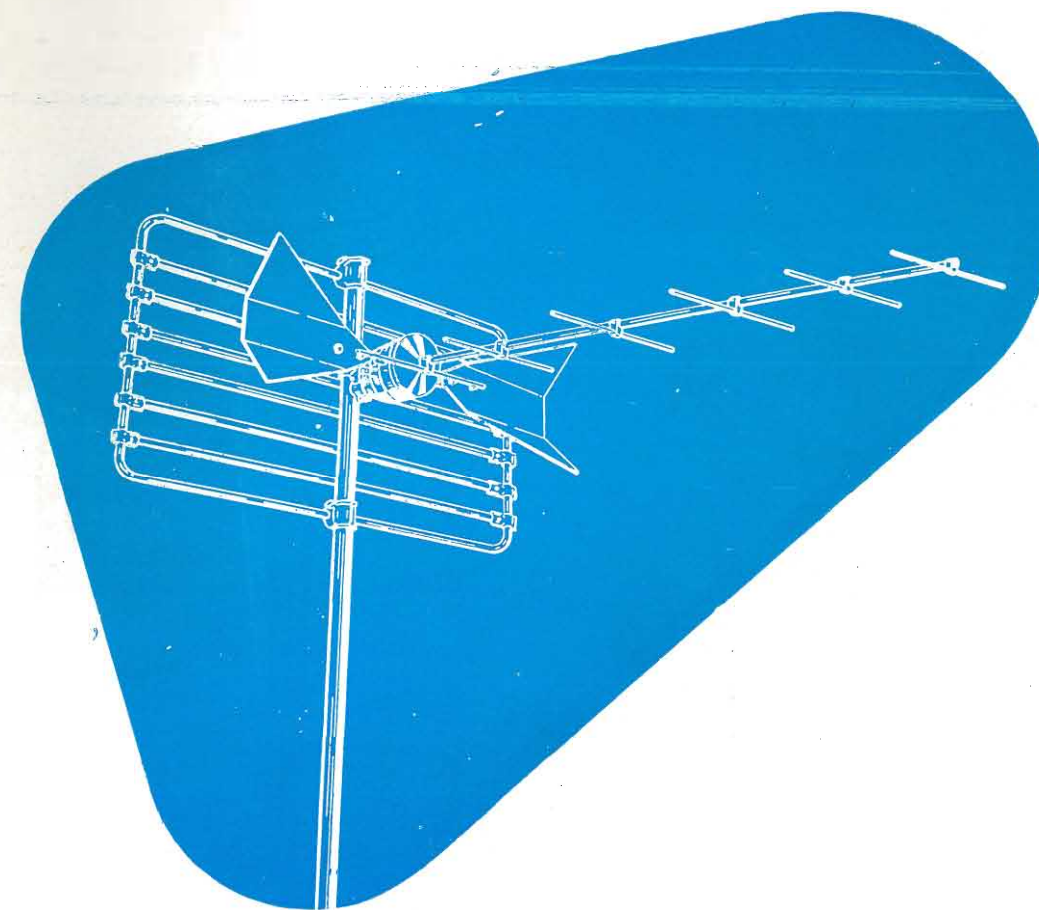
SINUDYNE - S.E.I. - Ozzano Em. (Bologna)
Tel. 891.101
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

T. P. A. - Milano
Via Zuretti, 52 - 674.927
Televisori BELL TELEVISION

ULTRAVOX - Milano
Via G. Jan, 5 - Tel. 222.142 - 228.327

VEGA RADIO TELEVISIONE - Milano
Via Pordenone, 8
Tel. 23.60.241/2/3/4/5
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

VOXSON - Roma
Via di Tor Cernara, 286

Pubblichiamo dietro richiesta di molti dei nostri Lettori questa rubrica di indirizzi inerenti le ditte di Componenti, Strumenti e Apparecchi Radio e TV.
Le Ditte che volessero includere il loro nominativo possono farne richiesta alla « Editrice Il Rostro » Via Senato, 28 - Milano, che darà tutti i chiarimenti necessari.

Antenne UHF
per la ricezione del 2° programma TV
Tutti gli accessori per impianti UHF

- Miscelatori
- Convertitori
- Demiscelatori
- Cavi

LIONELLO NAPOLI

MILANO - Viale Umbria 80 - Telefono 573049

NOSTRI RAPPRESENTANTI

Lazio - Umbria:
RADIO ARGENTINA
Via Torre Argentina 47
ROMA - Tel. 565989

Campania - Calabria - Abruzzi:
TELESFERA di Giovanni De Martino
Via Ernesto Capocci 17
NAPOLI - Tel. 325580

Heathkit ®

A SUBSIDIARY DAYSTROM INC.

Oscilloscopio Standard 5"

modello
O-12

costruitelo voi stessi,
sarà il vostro divertimento
il più conosciuto
il più venduto
il più apprezzato

rappresentante generale per l'Italia:

Soc.r.l. S.I.S.E.P.

organizzazione commerciale di vendita:

Soc.r.l. LARIR · Milano · p.zza 5 giornate n. 1
telefoni: 795762-3

Agenti esclusivi di vendita per:

LAZIO - UMBRIA - ABRUZZI: Soc. **FILC RADIO** - ROMA - Piazza Dante 10 - Tel. 376771
EMILIA - MARCHE: Ditta **A. ZANIBONI** - BOLOGNA - Via Azzogardino 2 - Tel. 26 33 59
VENETO: Ditta **E. PITTON** - PORDENONE - Via Cavallotti 12 Tel. 2244